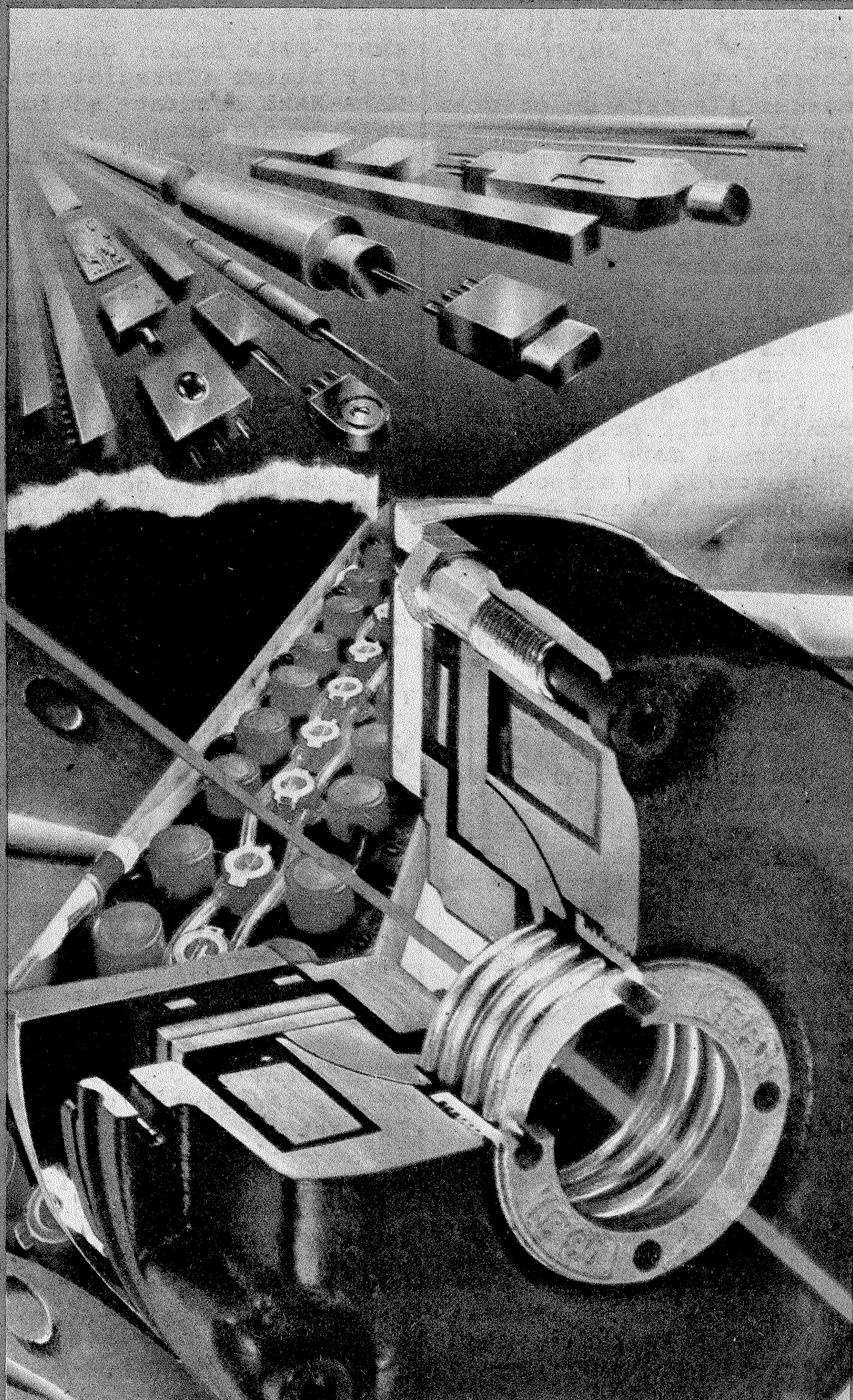
Tehnium

ANUL XXIII — NR. 271 6 / 1993

SUMAR



REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 618 35 66—617 60 10/2059

Prețul 150 LEI

CT

MASTERFILE

CUM FOLOSIM MASTERFILE?

Ing. SORICUT C.

Vă propunem începînd cu acest număr un ghid de utilizare a cîtorva din cele mai cunoscute programe utilitare folosite de posesorii de calculatoare Spectrum Sinclair şi compatibile (HC 90,Tim-S, Cobra, etc.).

Masterfile este un program de stocare şi prelucrare a datelor aplicabil atît în utilizări casnice cît şi in afaceri.

Cîteva utilizări pot fi următoarele:

- liste de adrese
- cataloage de bibliotecă
- dosare de personal
- centralizator de preţuri şi produse

Posibilităţi program:

- viteză mare de operare
- aprox.32 K disponibili pentru stocare date
- datele se pot salva atît pe casetă cît şi pe cartuş microdrive
- formate de afişare sînt definite de utilizator
- selectare opţiuni prin lista-meniu
- variaţia dinamică a lungimii fişierului
- calcule de total/medie
- posibilitate de a folosi linii USER-BASIC

Glosar de termeni

ADD permite introducerea unei înregistrări în fişier
ARGUMENT în modul SEARCH reprezintă şirul de caractere cu care se compară fiecare articol din fişier pentru a identifica o înregistrare
AUTO-PROMPT furnizează automat DATA-NAME pentru facilitarea introducerii datelor în fişier
BACK-OUT retragerea unei comenzi a carei acţiune ar distruge fişierul
COMAND-MODE stare în care cursorul K clipeşte, se aşteaptă nr. de linie sau cuvînt cheie BASIC
DATA-NAME denumire dată unui articol din înregistrare
DATA-REFERENCE literă prin care se identifică un DATA-NAME
DISPLAY-MODE se afişează conţinutul acelor DATA-NAME care au fost specificate în EDIT-REPORT
EDIT-MODE editare conţinut fişier
EMPTY-FILE fişier gol
FILE fişier (înregistrări, DATA-NAME asociate şi formate de afişare)
GENERAL atribute generale ale unui format
INVERT schimbă SELECT-ul tuturor înregistrărilor
ITEM date de introdus în fişier (max.128 caractere)
LITERAL-TEXT text care apare permanent în timpul afişării
MAIN-MANU listă principală de opţiuni (prescurtat MM)
MENU listă de opţiuni în diferite moduri de lucru
MICRO-PRINT comprimarea textului afişat pe ecran
NULL-TEXT şir de caractere care se tipăreşte în cazul absenţei datelor ex.*****
PAD schimbarea culorii fondului la afişare
PURGE înregistrările selectate sînt şterse
RECORD înregistrare (max. 26 de ITEM-uri avînd fiecare DATA-NAME propriu)
REPORT mod de afişare a înregistrărilor selectate, formate de afişare
REPORT-ELEMENT ceea ce se poate afişă (date,texte, titluri,linii,chenare)
REP.REFERENCE caracter 0-9 A-Z prin care se identifică un format
RESET pune la 0 contorul SEL al înregistrărilor selectate
SEARCH-MODE căutare şi ordonare a înregistrărilor selectate prin comparare cu un argument
SELECTED selectat poate fi afişat cu un format (înregistrările neselectate nu se pot afişa)
SEQUENCE înregistrările sînt ordonate alfabetic în funcţie de DATA NAME-ul specificat
UPDATE-MODE înregistrările se pot reactualiza
USER-BASIC linii de program BASIC folosite pentru prelucrări speciale

STRUCTURA UNUI FISIER

Un fişier este o colecţie de date depozitate pe casetă sau pe microdrive, care poate fi încărcată în RAM pentru modificare sau utilizare.

Un fişier este format din înregistrări fiecare conţinînd pînă la 26 articole Articolele pot avea o lungime variabilă dar pînă la max.128 de caractere.

O înregistrare nu poate avea mai mult de o DATA-REFERENCE. Datele sînt depozitate în format de caractere.

Această structură permite selectarea articolelor necesare într-o înregistrare şi alegerea modului de afişare.

Pentru fiecare mod de afişare a datelor (din fişier de care avem nevoie) se poate construi un format de afişare specific.

Odată un format costruit el se salvează automat ca o parte a fişierului.

Este util ca la denumirea unui articol (o literă) să se adauge o frază sau un cuvînt care să reprezinte numele articolului (max 128 caractere).

Aceste cuvinte sau fraze se numesc DATA NAME şi se depozitează automat ca o parte integrantă a fişierului.

Programarea fişierului

Cea mai importantă sarcină ce revine utilizatorului este stabilirea datelor ce intră în înregistrare.

Pentru a estima numărul maxim de înregistrări se utilizează formula:

x=1+N+D ; Nr.=32000/x

în care:

N– nr. de articole pe înregistrare
D– nr. mediu de tastări pe înregistrare

La x se adaugă 40-50 de bytes pentru fiecare format de afişare ce urmează a fi utilizat.
Pasul următor este crearea unui fişier gol (EMTY FILE). La acesta se adaugă înregistrările dorite.
Probleme apar cînd se doreşte alegerea şi proiectarea modului de afişare a conţinutului fişierului.
Pentru începători recomandăm un format simplu ce va fi desenat în prealabil pe hîrtie, acordînd o deosebită atenţie intervalului dintre înregistrări.
Mai rămîne o singură observaţie foarte importantă:
SALVATI PERIODIC FISIERUL

Liste, instrucţiuni, moduri

Meniurile programului sînt galbene şi cuprind tastele care pot fi folosite şi o descriere a acţiunii lor.
La încărcarea programului pe ecran se afişează meniul principal (MAIN MENU sau prescurtat MM) în care este afişată atît numărul versiunii programului cît şi numele fişierului care a fost încărcat (max. 10 caractere).
La apăsarea unei litere ce corespunde unei opţiuni din MM se oferă un alt meniu sau PROMPT.
PROMPT-ul este modul de lucru în care calculatorul furnizează o serie de parametri sau DATA-NAME-uri la care aşteaptă răspunsul utilizatorului.
Dacă răspunsul trebuie să fie textual apare cursorul "L" clipind (flash).
Răspunsul se încheie cu <cr> (ENTER).
Programul oferă întodeauna un menu cu excepţia modului DISPLAY cînd meniul ar şterge pagina afişată.
Se poate suprapune totuşi meniul peste pagină cu tasta ... revenirea se face cu aceeaşi tastă.
La orice comandă cu potenţial distuctiv ca măsură de precauţie programul cere utilizatorului confirmarea acesteia.
Pentru a fi executată se apasă tasta Y, orice altă tastă anulează comanda.

Modul BASIC-COMMAND

Programul rulează în general sub CP/M iar tasta BREAK este ineficientă.
Dacă se doreşte întreruperea rulării sub CP/M se apasă simultan pe CAPS SHIFT şi "6".
Pentru a relua programul se foloseşte instrucţiunea GO TO 1 care relansează programul din MM.
ATENTIE! Nu se foloseşte instrucţiunea CLEAR sau RUN ele pot compromite fişierul.

Iniţializare pornire

Programul conţine în variantă originală două părţi:
- Program : MasterFile
- Bytes : SPMF

Prima parte scrisă în BASIC conţine şi fişierul exemplu.
Inainte de a încărca programul trebuie dată instrucţiunea CLEAR 57036 pentru a modifica RAMTOP-ul şi nu pentru stergerea variabilelor.

Lista principalelor opţiuni

MM reprezintă nivelul logic superior de prelucrare; el oferă funcţii care tratează fişierul ca un întreg. Principalele funcţii sînt:
A- adaugă o nouă înregistrare la sfîrşitul fişierului.
C- listează toate denumirile de format existente (REP.REFERENCE). Se poate trece în modul DISPLAY tastînd REP.REF ales sau se poate reveni în MM cu <CR> (ENTER).
D- trece în mod DISPLAY pentru a vedea înregistrările selectate. Formatul de afişare va fi ultimul creat sau ultimul folosit.
E- se trece în modul EDIT pentru a vedea sau crea formate de afişare.
L- încarcă un fişier de pe bandă.
N- se revăd sau se adaugă nume de articole.
S- se trece în mod SEARCH pentru a identifica anumite înregistrări.
I- fişierele selectate devin neselectate şi invers.
R- deselectează toate înregistrările (SEL=00000)
P- şterge toate înregistrările selectate. Trebuie confirmată cu "Y".
T- calculează totalul şi media datelor pe coloană dacă avem date numerice. Se poate folosi şi din modul DISPLAY.
V- salvează programul cu tot cu fişier sau numai fişierul.
U-prelucrează toate înregistrările selectate via USER BASIC

Fişierul gol

Este indicat să existe pe o casetă o copie a programului care să nu conţină nici un fel de date.
Pentru a crea o astfel de copie se procedează astfel
1. Stergeţi toate înregistrările tastînd pornind din MM următoarea succesiune de taste:
" R-I-P-Y"
2. Stergeţi toate formatele de afişare astfel:
" E-R-(REP.REF.)-X-Y-R -(REP.REF)-X-Y-..."
de atîtea ori cîte formate de afişare sînt.
Reîntoarcerea în MM se face cu tasta M.
3. Stergeţi toate numele de articole astfel:
" N-E-Y-E-Y-E-Y-..."
de atîtea ori cîte nume de articole există.
Acum se poate salva programul tastînd " V-F " sau doar fişierul gol cu comanda " V-F ".
ATENTIE! Chiar şi fişierul gol conţine informaţii esenţiale pentru sistem în şirul F$.

Nume de date

Din MM folosind tasta " N " pentru a revedea sau modifica numele de date (DATA NAME). Se prezintă acelaşi meniu ca şi la adăugarea unei înregistrări dar opţiunile " F " şi " D " nu funcţionează.
Se tastează " A " pentru a adăuga un nou nume de articol " N " pentru a le vedea pe cele existente, " E " pentru a şterge un nume. Cu tastele " M " sau " D " se revine în MM.

Modul de editare

Din MM se tastează "E" şi în acest mod se pot modifica sau defini (pînă la 36) formatele de afişare. Definirea formatului de afişare se face cu "A", revederea sau modificarea cu "R" iar reîntoarcerea în MM se face cu " M "
Dacă s-a tastat "A" sau "R" se intră într-un PROMPT unde calculatorul solicită următoarele informaţii:
- iniţiala de recunoaştere a formatului (poate fi cifră 0-9 sau literă A-Z)

(CONTINUARE ÎN Nr. VIITOR)

MĂSURAREA CARACTERISTICILOR DIODELOR ZENER

Pentru aplicații mai pretențioase constructorul amator simte nevoia să selecționeze diodele stabilizatoare de tensiune (zener), pe care le va utiliza în funcție de anumiți parametri considerați mai importanți pentru aplicația respectivă. Acești parametri pot fi: tensiunea de stabilizare (Uz), rezistența diferențială (rz), coeficientul termic al tensiunii de stabilizare (α_{Uz}), capacitatea joncțiunii (Cj), curentul invers (Ir), tensiunea directă (U_F) precum și tensiunea de zgomot (Un).

Unii dintre acești parametri se măsoară atât în curent continuu (c.c.) cât și în impulsuri.

Prezentăm mai jos câteva montaje simple necesare în vederea realizării acestui scop. Sunt necesare doar câteva aparate de măsurat de laborator cum ar fi: voltmetrele (cu rezistență internă mare), ampermetrele, generatoarele de semnal, surse de tensiune de c.c., punți de măsură pentru capacități și amplificatoare selective.

Menționăm că aceste metode de măsurare sunt standardizate la noi în țară, prin STAS 12123/3-83.

1. **Măsurarea tensiunii de stabilizare (Uz).**

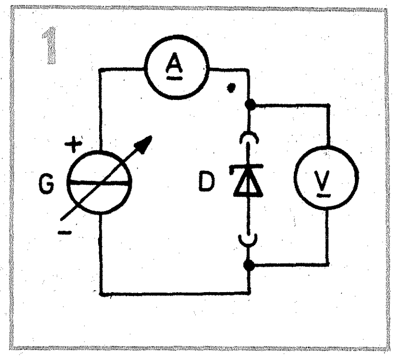
Se utilizează montajul de măsurare în curent continuu din fig. 1. Se va regla curentul continuu de stabilizare la valoarea specificată (Iz) generat de către sursa reglabilă de c.c. — citit cu ampermetrul **A** și se măsoară cu voltmetrul **V** tensiunea de stabilizare la bornele diodei zener.

În vederea măsurării în impulsuri a tensiunii de stabilizare, corespunzătoare unui curent de stabilizare specificat, se utilizează montajul din fig. 2.

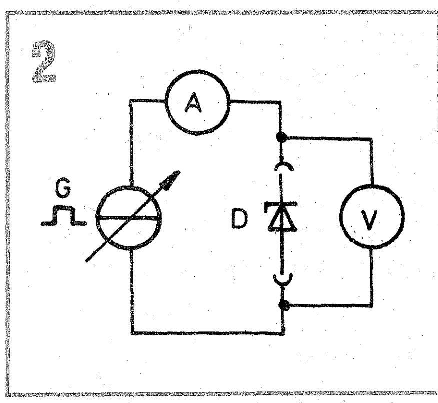
Se observă similitudinile cu primul montaj, cu specificația că se va utiliza un generator reglabil de impulsuri de curent (G) în locul sursei reglabile de c.c., iar ampermetrul (A) este de măsurat valori vârf la vârf, ca și voltmetrul (V).

Crescându-se tensiunea de ieșire a generatorului de impulsuri până când ampermetrul indică curentul de stabilizare specificat, se citește pe voltmetru valoarea tensiunii de stabilizare la bornele diodei zener.

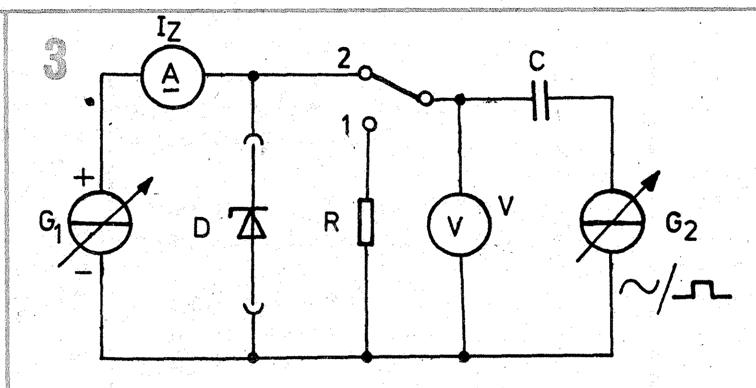
1



2



3



Se recomandă o durată a impulsului tp = 300 μs și un factor de umplere al impulsului $\delta \leq 2\%$.

2. **Măsurarea rezistenței diferențiale** (rz)

În curent continuu se măsoară rezistența diferențială corespunzătoare unui curent de stabilizare specificat, utilizând montajul din figura 3.

Se are în vedere că valoarea eficace a curentului alternativ nu trebuie să depășească 10% din valoarea curentului continuu de stabilizare, iar în cazul unui generator de curent în impulsuri, valoarea vârf la vârf nu trebuie să depășească 30% din valoarea curentului continuu de stabilizare.

Se reglează sursa de curent continuu (G_1) pentru a obține valoarea specificată a curentului de stabilizare (Iz). Cu comutatorul pe poziția 1 se reglează generatorul de curent alternativ sau în impulsuri (G_2) până când voltmetrul V (pentru valori de vârf sau valori eficace) va indica valoarea tensiunii: U_1 = R . Iz, unde Iz este valoarea eficace specificată a curentului alternativ la semnale mici (de exemplu 10% din curentul continuu de stabilizare).

Se trece comutatorul în poziția 2 și se măsoară U_2.

Rezistența diferențială a diodei zener rezultă din relația:

DISCRIMINATORUL DE FAZĂ ȘI DETECTORUL DE RAPORT

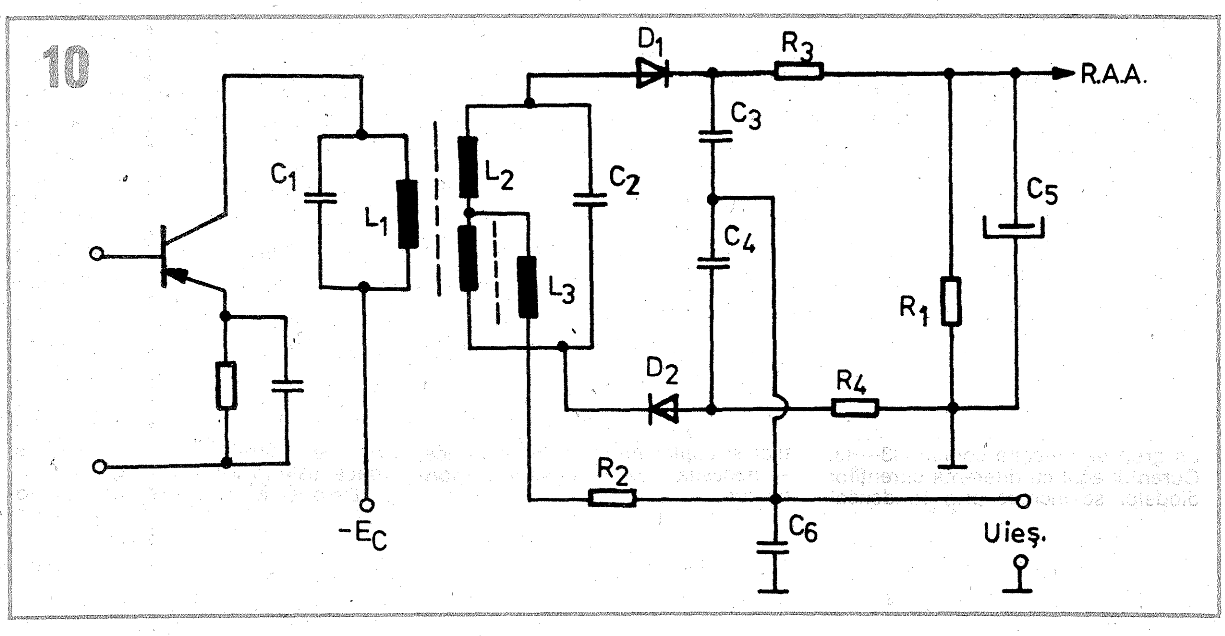
(URMARE DIN NR. TRECUT)

Fenomenul prezentat se obține prin conectarea condensatorului de limitare C6 (în paralel pe rezistențele de detecție) având o capacitate mare, cu rolul de a menține constantă suma căderilor de tensiune pe rezistențele de detecție, dacă încărcarea și descărcarea lui se fac mult mai lent decât viteza de modificare a amplitudinii semnalului.

Pentru a nu lua naștere fenomenul de blocare a detectorului datorită scăderii semnalului de intrare, se recurge la micșorarea valorilor rezistențelor de detecție. Acest lucru nu este însă convenabil în situația regimului de lucru fără limitare (când amplitudinea semnalului de intrare este constantă). Rezistențele de detecție fiind mici, va rezulta o scădere a amplificării etajului precedent. Pentru a se elimina acest neajuns s-a modificat schema detectorului, în sensul eliminării condensatorului C2 (figura 7). În acest mod, nu se mai injectează semnalul prin cuplaj capacitiv, ci printr-un cuplaj inductiv, introducându-se o nouă înfășurare în transformatorul frecvență-amplitudine, L3 (înfășurare terțiară). Această bobină are câteva spire (2—4) și se bobinează foarte strâns pe L1. Tensiunea din primar se va aplica astfel direct și în fază pe cele două diode.

Noua schemă nu se deosebește esențial de precedenta. Se constată doar o scădere mai accentuată a amplificării comparativ cu creșterea semnalului de intrare. Pentru a putea înlătura acest efect de supralimitare, este necesar să se introducă o

10

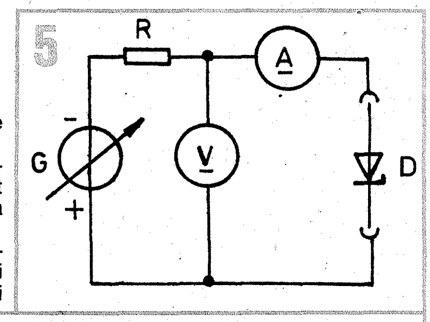


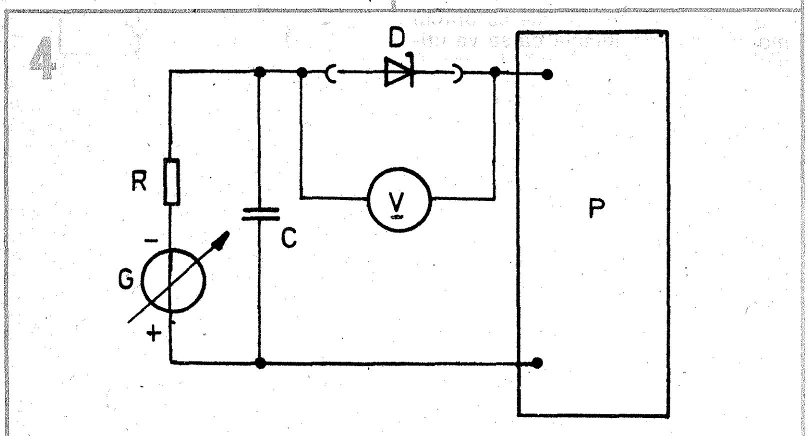
$$rz = \frac{U2}{Iz} = \frac{U_1}{U_2} \cdot R$$

În general frecvența de măsurare este de 1 kHz.

Pentru măsurarea rezistenței dinamice corespunzătoare unui curent de stabilizare specificat, se va utiliza tot montajul din figura 2.

Tensiunea de stabilizare (Uz) trebuie măsurată pentru două valori ale curentului de stabilizare I_{ZL} și





I_{ZH} a căror valoare medie este egală cu valoarea curentului de stabilizare specificat. Indicele L provine de la Low (engleză) = scăzut, iar H de la High = ridicat.

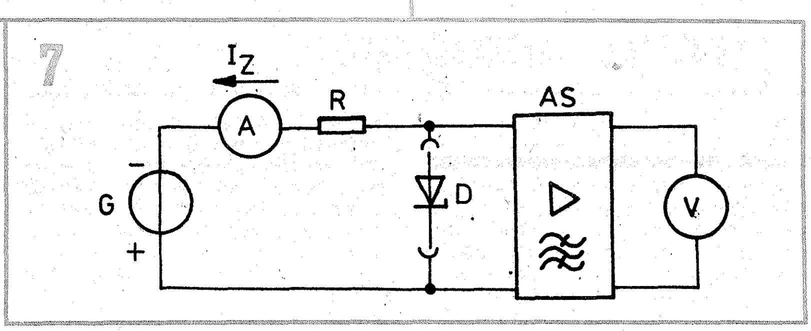
Diferența între I_{ZL} și I_{ZH} nu trebuie să depășească 30% din Iz. Dar deoarece diferența de tensiune de măsurare este mică (în comparație cu tensiunea de stabilizare) trebuie să fie măsurată foarte precis, folosind un aparat cu impedanță mare.

Se măsoară tensiunea de stabilizare U_{ZL} pentru cel mai mic curent de stabilizare (I_{ZL}). Se măsoară apoi tensiunea U_{ZH} pentru cel mai mare curent de stabilizare (I_{ZH}).

Rezistența diferențială se determină cu relația:

$$rz = \frac{U_{ZH} - U_{ZL}}{I_{ZL} - I_{ZH}}$$

Se recomandă ca durata impulsurilor să fie tp = 300 μs, iar factorul de



umplere al impulsului $\delta \leq 2\%$.

3. **Măsurarea coeficientului de temperatură al tensiunii de stabilizare.** (α_{UZ})

Măsurarea în curent continuu se efectuează folosind montajul din figura 1.

Se măsoară cu precizie tensiunea de stabilizare (Uz) corespunzătoare unui curent de stabilizare specificat (Iz) la două temperaturi specificate T_1 și T_2. Acestea pot fi: temperatura ambiantă, temperatura capsulei sau temperatura unui punct de referință.

Se va calcula coeficientul de temperatură cu ajutorul relației:

$$\alpha_{UZ} = \frac{100(U_{Z2} - U_{Z1})}{(T_2 - T_1)U_{Z1}}$$

unde: U_{Z1} este tensiunea măsurată la temperatura cea mai scăzută (T_1), iar U_{Z2} — tensiunea măsurată la temperatura cea mai ridicată (T_2).

Pentru măsurarea în impulsuri a coeficientului de temperatură al tensiunii de stabilizare (α_{UZ}), corespunzător unui curent de stabilizare specificat Iz, într-o gamă de temperaturi specificate, se va utiliza montajul din figura 2.

Se va măsura tensiunea de stabilizare Uz la două temperaturi specificate T_1 și T_2, folosind o metodă de precizie, deoarece diferența de tensiune măsurată este mică.

Coeficientul de temperatură se calculează cu relația:

$$\alpha_{UZ} = \frac{100(U_{Z2} - U_{Z1})}{(T_2 - T_1)U_{Z1}},$$

unde: U_{Z1} este tensiunea măsurată la temperatura cea mai joasă (T_1), iar U_{Z2} tensiunea măsurată la temperatura cea mai ridicată (T_2).

Se recomandă aceeași durată a impulsurilor (tp) și același factor de umplere al impulsului (δ) ca și în cazurile precedente.

4. **Măsurarea capacității joncțiunii** (Cj).

Se măsoară capacitatea joncțiunii cu ajutorul unei punți de măsurat capacități (P), pentru o tensiune inversă continuă specificată, folosind montajul din figura 4. Puntea trebuie să permită trecerea curentului invers prin diodă, altfel se va folosi o altă metodă de polarizare a diodei.

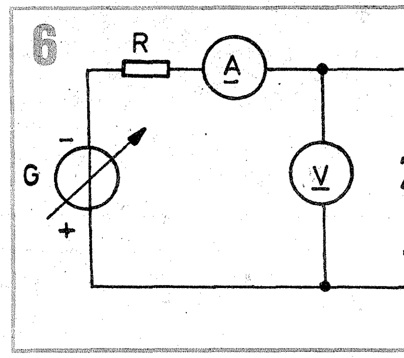
Tensiunea inversă continuă măsurată cu voltmetrul de c.c. (**V**) se reglează la valoarea specificată variind tensiunea furnizată de sursa reglabilă de tensiune (G), apoi se deconectează voltmetrul și se măsoară capacitatea diodei cu puntea (P).

5. **Măsurarea curentului invers** (I_R)

Se măsoară curentul invers, la o tensiune inversă specificată (mai mică decât tensiunea de stabilizare) folosind montajul din figura 5.

Se reglează tensiunea inversă măsurată cu voltmetrul (**V**) la valoarea specificată (mai mică decât tensiunea de funcționare), variind tensiunea furnizată de sursa reglabilă de tensiune continuă (G).

Se măsoară curentul invers cu ampermetrul de c.c. (**A**).



Nu se va obține o reproductibilitate mai bună de ± 20% a măsurărilor, datorită derivelor în timp, a dificultăților de măsurare precisă a temperaturii și a curenților foarte mici.

6. **Măsurarea tensiunii directe** (U_F)

Se măsoară tensiunea directă a diodei, pentru o valoare specificată a curentului direct folosind montajul din figura 6.

Se reglează curentul direct, măsurat cu ampermetrul **A**, la valoarea specificată, variind tensiunea furnizată de sursa reglabilă de tensiune (G). Tensiunea la bornele diodei D, măsurată cu voltmetrul **V**, este tensiunea directă.

7. **Măsurarea tensiunii de zgomot** (Un)

Se măsoară tensiunea de zgomot pentru o gamă de frecvență și un curent de stabilizare specificat folosind montajul din figura 7.

Tensiunea de zgomot a diodei de măsurat (D) se obține la amplificatorul selectiv (AS) și este măsurată la ieșirea amplificatorului cu ajutorul voltmetrului de valori eficace (R.M.S.).

Pagini realizate de ing. ȘERBAN NAICU

negativare variabilă cu semnalul (reacție). Acest lucru se obține prin introducerea rezistențelor suplimentare R3 și R4 în serie cu diodele și grupul de detecție (figura 8). Pentru a obține un efect optim de limitare, aceste rezistoare au valori cuprinse între 0,15—0,30 din valoarea rezistențelor de detecție.

S-a obținut astfel schema practică de utilizare a unui detector de raport simetric, cu masa la punctul median al rezistențelor de detecție.

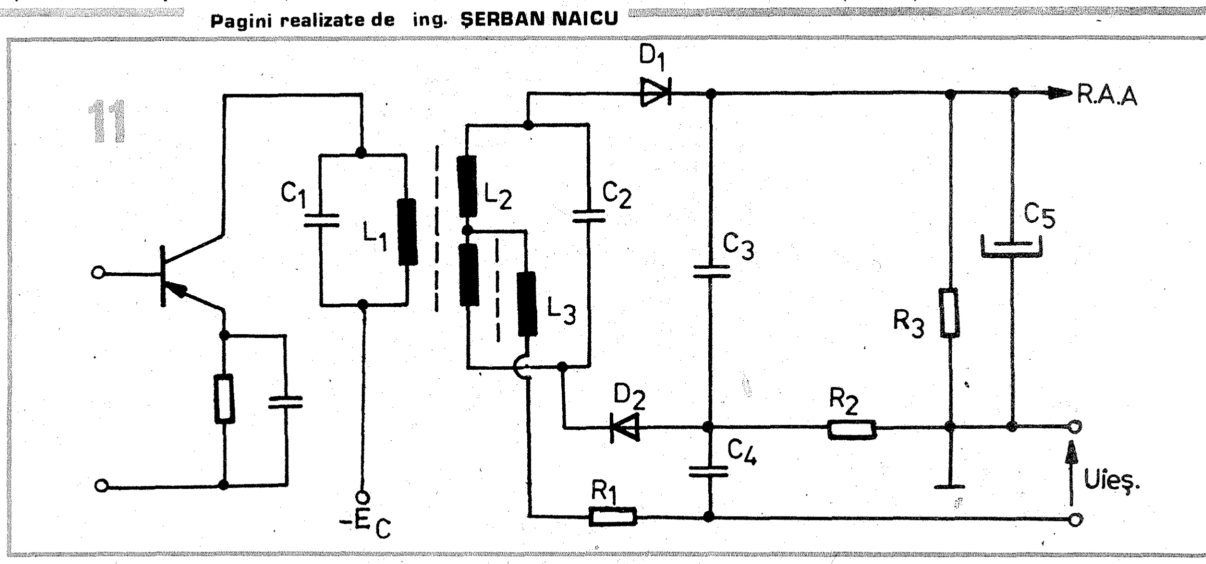
În figura 9 este prezentată schema unui detector de raport simetric, la care însă, masa este conectată la punctul median al condensatoarelor (și nu al rezistențelor de detecție ca în figura 8).

Din schema detectorului de raport simetric (figura 8) derivă schema detectorului de raport nesimetric (figura 10) prin înlocuirea celor două rezistențe de detecție (R1, R2) cu una singură, R1, comună pentru ambele diode și plasarea punctului de masă la una din extremitățile rezistenței.

În figura 11 este prezentat un detector de raport nesimetric în care se utilizează pentru ambele diode un grup de detecție comun C3—R3. Curentul egal cu diferența curenților diodelor se închide prin condensatorul C4 și rezistența R1.

Condensatorul C4 se va încărca deci, cu o tensiune proporțională cu diferența curenților, obținându-se astfel la bornele sale tensiunea utilă de A.F.

Detectorul de raport prezintă câ-



teva mici neajunsuri, cum ar fi:

— necesită acord foarte exact la circuitele oscilante (L1—C1, L2—C2);

— valorile rezistențelor, inductivităților și cuplajelor sunt relativ critice;

— necesită o bună simetrie a montajului.

Comparativ cu discriminatorul de fază, detectorul de raport prezintă unele avantaje notabile:

— o bună caracteristică de demodulare, destul de liniară la o deviație de frecvență suficient de largă;

— sensibilitate ridicată, funcționând cu tensiuni de semnal foarte mici;

— realizează și limitarea în amplitudine a semnalului;

— furnizează și tensiunea de comandă R.A.A. (și a indicatorului optic de acord, la radioreceptoare, dacă este prevăzut).

Datorită acestor avantaje detectorul de raport a căpătat o largă răspândire.

BIBLIOGRAFIE:

1. Receptoare de televiziune și depanare — M.Silișteanu, P. Colesniuc, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1975.

2. Etaje de detecție — N. Pătraș, Editura Tehnică, București, 1970.

3. Proiectarea radioreceptoarelor. Îndreptar — D.N. Șapiro, Editura Tehnică, București, 1973.

4. Dispozitive și circuite electronice — Th. Dănilă, N. Reus, V. Boiciu, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.

5. Dispozitive și circuite electronice — D.D.Sandu, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1975.

6. Radioreceptoare — A. Vlădescu, V. Nicolescu, Editura Tehnică, București, 1970

Pagini realizate în colaborare
cu MINISTERUL TINERETULUI și SPORTULUI



ing. DINU COSTIN ZAMFIRESCU

- *S-a născut în 1942, la Câmpina (Prahova);*
- *A absolvit în 1965 Facultatea de Electronică și Telecomunicații, specializarea Radiotehnică;*
- *În prezent este șef de lucrări la Catedra de Radiocomunicații, Telefonie și Transmisiuni de Date din cadrul Facultății de Electronică și Telecomunicații;*
- *Radioamator autorizat din anul 1960;*
- *Colaborator la Tehnium din 1970;*
- *Preocupările actuale sunt legate de antene și aparatură de emisie-recepție US.*

RECEPTOR MONOBANDĂ
cu un singur circuit integrat

Ing. DINU COSTIN ZAMFIRESCU, YO3EM

Inițial s-a pornit de la ideea de a realiza „ceva" cu care să se poată recepționa banda de radioamatori de 160 m, care nu era prevăzută la nici unul din receptoarele existente atunci la Y03EM. În câteva ore s-a „încropit" un montaj „pe masă" care era un convertor cu patru tranzistoare: unul era folosit ca oscilator, iar trei tranzistoare, într-o structură diferențială adecvată, formau mixerul, care „ataca" intrarea unui receptor SSB. Montajul a fost perfecționat succesiv, fără a se adăuga etaje suplimentare, stabilindu-se regimul de lucru pentru mixer și structura circuitelor de intrare. Deoarece banda era „liniștită" și lipseau stații puternice în vecinătate (în cartier), mixerul activ a dat satisfacție la utilizarea efectivă a montajului. Următoarea etapă a fost „debarasarea" de receptorul auxiliar și transformarea convertorului folosit ca „adaptor pentru banda de 160 m" într-un receptor autonom. Cum ideea de a realiza o superheterodină („un receptor serios") a fost respinsă din start, datorită complexității de schemă, s-a adoptat soluția unui receptor cu conversie directă („sincrodină"), vechiul mixer devenind detector de produs, păstrându-se circuitul de intrare și oscilatorul, care a fost „tras" chiar în bandă. Tot „pe masă" s-a realizat și un amplificator audio capabil să atace o cască radio de mare impedanță (4kΩ). Ultima etapă a fost renunțarea la tranzistoarele bipolare și utilizarea unui circuit integrat βA3054, care este compus din două structuri diferențiale de trei tranzistoare. Dacă schema cu tranzistoare discrete ajunsese să aibă opt tranzistoare, două etaje amplificatoare de audiofrecvență, un filtru activ „trece-jos" și tindea „să crească" în continuare, de data aceasta, ambiția autorului a fost să folosească UN SINGUR circuit integrat βA3054, fără nici un tranzistor suplimentar. Partea de hobby („pur!") era acum optimizarea celor două etaje (în afară de oscilator) care se puteau realiza: detectorul de produs și amplificatorul de audiofrecvență. Această etapă s-a dovedit mai pasionantă decât precedentele, tocmai prin restricția impusă de a nu folosi alte componente active. Trebuia obținută o amplificare în tensiune de minim 80 dB astfel încât un semnal de 10 μV la intrare, să se traducă la ieșire printr-un semnal de 100 mV în cască, ceea ce este suficient pentru recepția într-o cameră liniștită.

S-au testat mai multe variante de schemă, urmărindu-se totodată și realizarea unei selectivități acceptabile.

O dată stabilită varianta definitivă, s-a trecut totul „pe curat" pe o plăcuță de circuit imprimat și s-a realizat tot din circuit imprimat o cutie cu dimensiunile 100 x 70 x 45 mm (fără redresor). Varianta schemei pentru banda de 80 m a fost folosită în concedii împreună cu o antenă „long wire", care era instalată funcție de condițiile locale.

Să examinăm acum schema de principiu (figura 1). De la antenă semnalul ajunge la circuitul de intrare compus dintr-o celulă π de filtru trece-bandă, acordat pe frecvența centrală a benzii recepționate. Banda de trecere a filtrului este de cca. 120 kHz, cu o atenuare suplimentară de 3 dB la capete față de atenuarea de inserție la frecvența centrală (circa 3,5 dB). Acordând filtrul pe 1850 kHz în intervalul 1800-1900 kHz se va obține practic aceeași sensibilitate a receptorului. În acest interval este cuprinsă și banda alocată radioamatorilor emițători YO (1810-1850 kHz). În afara benzii de trecere, filtrul asigură o atenuare superioară atenuării oferite de alte circuite mai simple. Astfel semnalele provenind de la stațiile de radiodifuziune pe unde medii sunt atenuate cu circa 40 dB, reducându-se pericolul unor posibile intermodulații în detectorul de produs.

Caracteristica de atenuare, funcție de frecvență, a filtrului este dată în figura 2. Această caracteristică se obține doar dacă circuitul serie L_2C_3, respectiv circuitele derivație L_1C_2 și L_3C_4 sunt acordate corect pe frecvența centrală (1850 kHz) și dacă la ambele capete filtrul este terminat corect pe rezistențe de 220 Ω. La ieșire este conectată rezistența R_1 care împreună cu rezistența de pierderi derivație a bobinei L_3 realizează valoarea cerută. Aceeași precauție se ia și la intrare, unde divizorul capacitiv C_1C_2 „transformă" rezistența antenei (de fapt rezistența de „ieșire" a circuitului de adaptare din figura 3) nu în 220 Ω ci în 320 Ω. Este necesar să se utilizeze pentru C_1, C_2 și C_4 condensatoare cu styroflex sau multistrat cu toleranțe de maxim 10%, iar C_3 este de tipul „disc" ceramic. Dacă se renunță la circuitul de adaptare („transmatch") și se conectează direct antena, circuitul $L_1C_1C_2$ trebuie reacordat pentru a compensa componenta reactivă a impedanței antenei (de obicei capacitivă, căci lungimea antenei propriu-zise împreună cu „coborârea" nu depășește 40 m din considerente de spațiu).

În această situație este posibil ca rezultatele să fie satisfăcătoare, dar se va observa o oarecare variație a sensibilității în bandă.

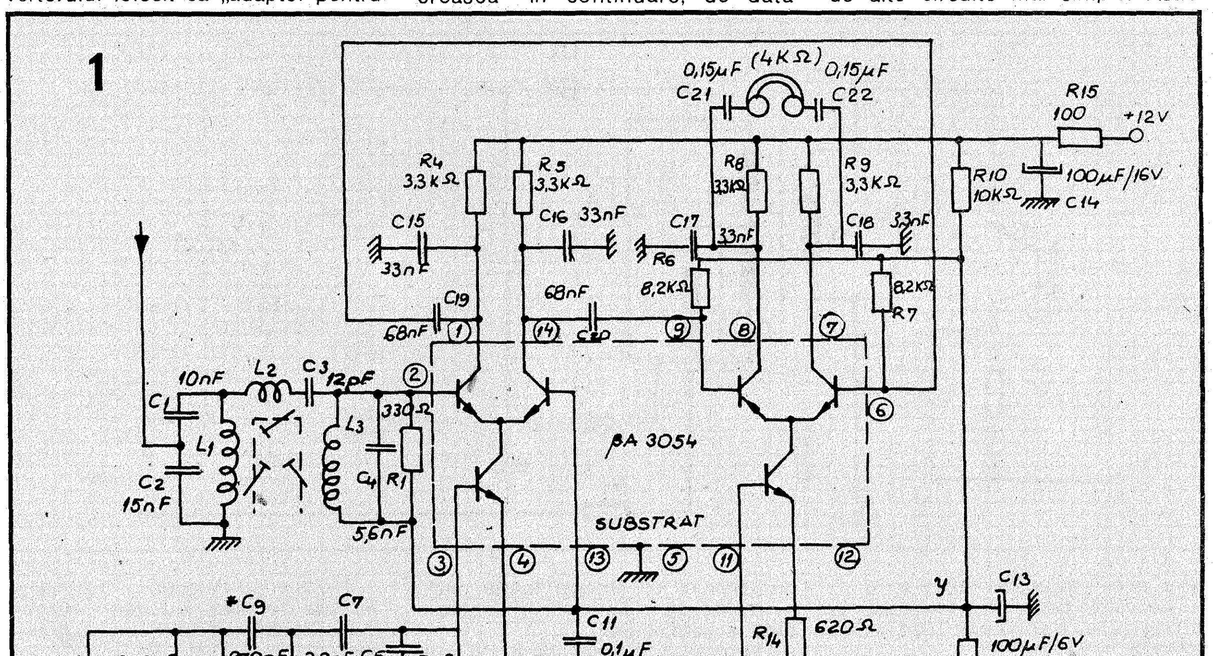
Revenind la schemă, se observă că semnalul „atacă" detectorul de produs realizat cu una din structurile diferențiale din circuitul integrat. Rezistența de intrare între pinii 2 și 13 este de cca. 5 kΩ și nu afectează practic „terminația" filtrului. Polarizarea tranzistorului din stânga se realizează prin bobina L_3 și este aceeași cu a tranzistorului din dreapta. Acesta din urmă are baza decuplată la masă prin C_{11}, care trebuie să fie ceramic și montat cât mai aproape de filtru și de pinul 13. Deși are pierderi de inserție de câțiva dB (la frecvența centrală), filtrul conferă o oarecare amplificare în tensiune, deoarece generatorul are 50 Ω, iar „sarcina" R_1 are 330 Ω. Acest câștig în tensiune este de cca 4-5 dB și contribuie la câștigul în tensiune global. S-a rezistat „tentației" de a se realiza adaptarea între ieșirea filtrului și detectorul de produs, ceea ce ar fi mărit câștigul global, deoarece montajul ar fi devenit instabil.

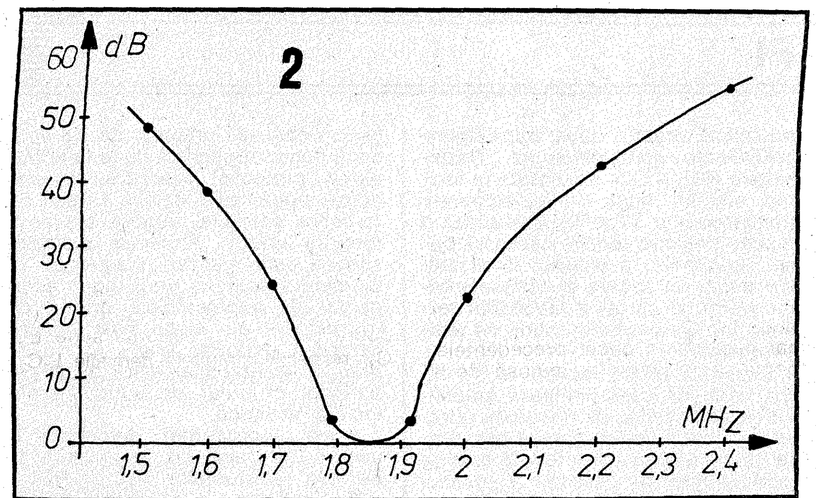
În schema din figura 1, detectorul de produs este atacat de un generator echivalent, având o rezistență echivalentă mică de cca. 100 Ω. Prezența unei impedanțe mici între pinii 2 și 13 „descurajează" tendințele de autooscilație.

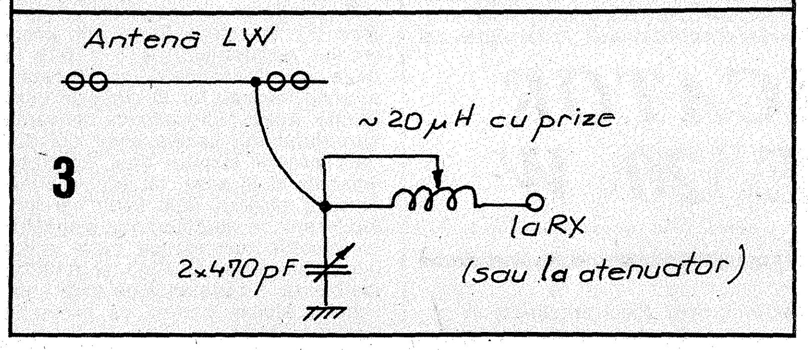
Oscilatorul local lucrează în banda 1800—2000 kHz, adică practic pe frecvența semnalului recepționat și este realizat de tranzistorul „de jos", care constituie generatorul de curent ce alimentează structura diferențială.

Analog ca la un mixer, curenții la ieșirile 1 și 14 vor conține și componente având frecvențele egale cu suma și diferența fh±fs între frecvența oscilatorului local (fh) și frecvența semnalului (fs). La ieșire filtrele „trece-jos" R_4C_{15}, respectiv R_5C_{16} elimină toate componentele de radiofrecvență (fs; fh+fs; fh; 2fh; 2fh ±fs; 3fh; 3fh±fs; etc.) și păstrează doar componenta de frecvență fh-fs (sau fs-fh dacă fs > fh). Deosebirea față de mixer, este că la detectorul de produs frecvența de ieșire are frecvența audio. Într-adevăr, dacă se recepționează un semnal SSB cu bandă laterală superioară, este suficient să se acorde oscilatorul recep-

1







torului astfel încât fh=fp (frecvența purtătoarei) și la intrare se separă „frecvența intermediară" diferență: (fp+fm)-fp=fm, unde fp+fm=fs. La fel stau lucrurile și la recepția unui semnal SSB cu bandă laterală inferioară: fh-fs=fp-(fp-fm)=fm.

Deci se pot recepționa toate varietățile de emisiuni MA, cu una sau două benzi laterale, cu sau fără purtătoare cu condiția fh=fs. De aici denumirea de **sincrodină** dată acestui tip de receptor, care nu are amplificator de frecvență intermediară (AFI) și la care se obține direct prin mixare frecvența audio (mai corect spus printr-o demodulare de produs). Sincronizarea, care este în general dificilă la un montaj simplu, nu este necesară la recepția emisiunilor SSB. Oscilatorul local poate fi sincronizat („independent") cu condiția să poată fi reglat suficient de precis și să rămână suficient de stabil. Diferențe de ordinul a câțiva zeci de hertzi între fp și fh nu afectează sensibil inteligibilitatea, dacă semnalul modulator este semnal vocal. Deci, strict vorbind, receptorul din figura 1 nu este o sincrodină, căci asigură fh=fp doar aproximativ. O denumire mai corectă este de **receptor cu conversie directă**, care sugerează că semnalul de radiofrecvență este „convertit" direct în audiofrecvență (în detectorul de produs). În practică însă se admit ambele denumiri ca echivalente, deși sincrodina „pură" are circuite speciale de sincronizare (buclă PLL, etc.).

Selectivitatea se realizează în audiofrecvență de către filtrul trece-jos de la ieșirea detectorului de produs, care poate fi completat eventual de alte filtre trece-jos conectate în cascadă. Într-adevăr, nu vor trece decât frecvențele audio din banda de trecere a filtrului trece-jos. Dacă fs diferă față de fh cu 3 kHz, se obține fm = 3 kHz pentru care FTJ atenuează cu 3 dB (de exemplu) față de fm = 0,1 kHz. Este clar că se va obține o caracteristică de selectivitate echivalentă având o bandă (în RF) dublă decât a FTJ și având aceeași formă a caracteristicii de atenuare-frecvență, dar simetrică față de fh (figura 4). Evident că $B_{FTB} = 2B_{FTJ}$ = 6 kHz (în cazul exemplului luat). O asemenea bandă nu se poate obține în RF pe unde scurte: un circuit de factorul de calitate Q = 100 are o bandă la 3 dB mai mică de Q ori decât frecvența de acord; la 14 MHz banda este 140 kHz.

Receptorul poate recepționa și emisiuni telegrafice (CW) dacă se decalează de data aceasta cu câteva sute de hertzi (sau mai mult) frecvența oscilatorului față de frecvența purtătoare recepționată (fs). Evident, vor fi două poziții de acord, după cum se ia fh > fs sau fh < fs și aceasta constituie un dezavantaj principal al schemei propuse. Dar în practică se poate „alege" varianta care să permită o recepție neinterferată, dacă „banda" nu este prea aglomerată. Un alt dezavantaj principal apare în cazul recepției unei emisiuni DSB: cum fh ≃ fp, cele două componente laterale pereche vor „produce" frecvențe audio ușor diferite, care produc „bătăi". De pildă, dacă decalajul este de 20 Hz, în loc de 1000 Hz, apar atât 980, cât și 1020 Hz. Acesta poate fi gândit însă și ca avantaj: emisiuni DSB nu se prea mai folosesc, dar putem „depista" cu acest receptor dacă o emisiune SSB are un rest de bandă laterală reziduală (insuficient atenuată), prin faptul că acordul este mai dificil (mai „critic"), iar vocea este „granulată" într-un mod caracteristic; o asemenea emisiune pe un receptor SSB „cinstit" se aude corect, deoarece restul de bandă centrală nedorită pe care-l „simțea" receptorul cu conversie directă este eliminat de filtrul SSB al receptorului superheterodină, detectorul de produs al acestuia demodulând doar o singură bandă laterală; în cazul exemplului de mai sus, la ieșire apare doar componenta de 1020 Hz (sau cea de 980 Hz) depinzând de banda laterală recepționată și de „sensul" decalajului oscilatorului local.

În fine, un alt dezavantaj al schemei din figura 1 este că dacă se recepționează o emisiune SSB cu bandă laterală inferioară și dacă în banda laterală superioară există semnale, acestea apar la ieșire ca interferențe.

Nu se mai poate folosi „rețeta" indicată la recepția emisiunilor telegrafice: poziția de recepție este unică, iar interferențele rămân. Unele receptoare cu conversie directă perfecționate permit eliminarea acestor trei dezavantaje, dar cu prețul unei mari complicări a schemei, care o face netentantă față de clasica superheterodină.

După trecerea în revistă a acestor considerente, care fac posibilă înțelegerea atât a funcționării cât și a manipulării receptorului (în limitele acceptate) să revenim la schema oscilatorului cu frecvența variabilă. Acesta este derivat din schema clasică Colpitts, diferind de oscilatorul Clapp doar prin modul cum este amplasat condensatorul variabil. De altfel dacă facem abstracție de grupul C_V, C_8, C_9 se recunoaște schema Clapp. Condensatorul variabil este un condensator variabil dublu cu dielectric solid (de tipul utilizat în receptoarele portabile), iar prin modificările condensatoarelor C_9 și C_8 se poate asigura extensia de bandă dorită, precum și o liniaritate acceptabilă a scalei. Micșorând C_9 și mărind C_8 se poate acoperi o porțiune de bandă mai mică (se corectează acordul din L_4). Funcție de condensatorul variabil folosit se alege combinația C_8C_9, care permite o scală cu o liniaritate acceptabilă. Combinația indicată pe schemă (găsită de autor după câteva încercări) permite o acoperire de circa 60 kHz (1810—1870 kHz), pentru care s-a renunțat la orice sistem de demultiplicare mecanică, acordul făcându-se satisfăcător cu un buton cu diametrul de 40 mm (60 kHz pentru o semitură) care s-a etalonat în kHz. Pentru reglaj nu este neapărat nevoie de un frecvențmetru (se cuplează la bornele lui R_2), ci doar de un receptor care să aibă prevăzută banda de 80 m, unde se poate recepționa armonica oscilatorului 2 fh. Pentru aceasta este suficient să legăm între ele intrările de antenă ale celor două receptoare.

În fine, celor care se întreabă cum de funcționează oscilatorul întrucât colectorul tranzistorului oscilator nu este decuplat la masă (conexiunea „cu colectorul comun"), le sugerăm să observe că în colector tranzistorul oscilator „vede" o impedanță foarte mică prezentată de structura diferențială. S-a insistat asupra circuitului de intrare, detectorului de produs și oscilatorului, deoarece acestea determină performanțele întregii scheme.

Amplificatorul de audiofrecvență este realizat cu a doua structură diferențială. Tranzistorul „de jos" fiind utilizat doar ca generator de curent. La ieșire se utilizează același tip de FTJ, ceea ce face ca receptorul să aibă o curbă de selectivitate echivalentă cu cea obținută de două circuite acordate LC, deci flancuri mai abrupte (12dB/octavă). Pentru a se mări atenuarea semnalelor stațiilor „vecine" (canalele adiacente) s-a micșorat frecvența de atenuare cu 3 dB a FTJ, mărindu-se astfel într-o oarecare măsură și atenuarea componentelor audio înalte, situație admisibilă întrucât FTJ nu are flancurile abrupte, astfel încât să „elimine" complet frecvențele audio înalte. În fond este un compromis între selectivitate și fidelitate așa cum se „practică" și în alte situații.

Pentru a se câștiga câte 6 dB de etaj la amplificare atât la detectorul de produs, cât și la amplificatorul de audio s-a folosit modul de ieșire simetric. Desigur se putea ieși nesimetric din ambele etaje, eliminând câte un grup RC și conectând „casca" la masă, dar se pierdeau 12 dB prețioși la amplificarea globală.

Un alt aspect interesant este utilizarea unor condensatoare de cuplaj C_{19} și C_{20} de numai 68 nF pentru a se reduce și amplificarea frecvențelor sub 300 Hz (inexistente în spectrul semnalelor SSB). În acest mod se reduce într-o oarecare măsură și „brumul" de la rețea (dacă există) și receptorul este aproape „mut", fără semnal; doar un ușor fâșâit de circa 50-10 mVef indică funcționarea oscilatorului. Micșorarea condensatoarelor de cuplaj afectează întrucâtva și amplificarea la frecvențe audio medii (1 kHz) și modifică și frecvența de tăiere a FTJ (o mărește).

Banda audio rezultată este 270-3300 Hz (la 6 dB) și fidelitatea excelentă. Dacă se dorește micșorarea benzii de trecere (de la 3 la 2 kHz de pildă) se vor mări condensatoarele de 33 nF (C_{15}, C_{16}, C_{17}, C_{18}) la 47 nF, dar și condensatoarele C_{19} și C_{20} la 0,1 μF.

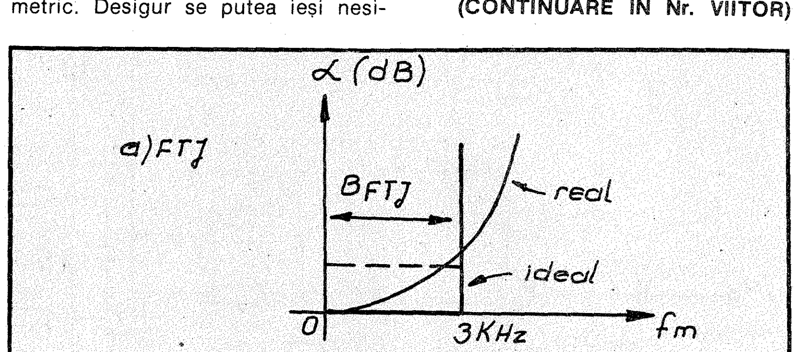
Amplificarea măsurată (tensiunea la bornele „cască" raportată la semnalul de intrare, dacă Z_{gen} = 50 Ω) a fost de circa 7500 ori (77 dB) la o tensiune de alimentare de 12 V. Amplificarea crește cu tensiunea de alimentare, montajul funcționând între 9 și 18 V cu valorile indicate. Cum zgomotul propriu raportat la intrare este de circa 1 μV, sensibilitatea receptorului la un raport semnal-zgomot de 10 dB este de circa 3 μV. Tensiunea de ieșire se măsoară pe pinul 7 sau 8 și se multiplică cu 2, dar trebuie intercalat un FTJ suplimentar (33 kΩ și 1nF între ieșire și milivoltmetru sau osciloscop) care să atenueze suplimentar „urmele" de radiofrecvență provenite de la oscilator. În absența semnalului, pe osciloscop trebuie să apară zgomot și nu sinusoidă de 50 Hz, 100 Hz, 1850 kHz sau... 855 kHz (frecvența unui post de radiodifuzine local!).

Reducerea benzii receptorului va mări ceva și sensibilitatea limitată de zgomot (către 2 μV).

Principalul inconvenient al receptorului rămâne amplificarea mică. La 15V alimentare, aceasta crește la 80 dB. În fine, încă circa 10 dB se mai pot „ciupi" conectând casca direct în locul uneia din rezistențele de 3,3 kΩ (figura 5) și reducând condensatorul C_{18} la circa 4,7...10 nF. Dezavantajul este că dacă nu se ține cont de polarizarea căștii, o putem demagnetiza în timp.

Deși se iese nesimetric, se obține un spor de amplificare datorită rezonanței inductanței căștii cu condensatorul C_{18} (se va testa).

(CONTINUARE ÎN Nr. VIITOR)



Orice aparat electroacustic are în componenţa sa un amplificator de audiofrecvenţă de putere, în scopul redării cât mai fidele a informaţiei conţinute de un program muzical sonor. De performanţele amplificatorului de putere, în ceea ce priveşte puterea transmisă incintelor acustice, banda de frecvenţă de lucru şi raportul semnal-zgomot depinde calitatea finală obţinută în momentul audiţiei. Asimilarea în ţară a unor componente electronice de calitate superioară face posibilă realizarea practică a unor amplificatoare de audiofrecvenţă de putere cu structura complexă, având performanţe comparabile cu cele ale produselor realizate de firmele străine. Din această categorie face parte şi amplificatorul audio Hi-Fi prezentat în această lucrare. El deţine următoarele performanţe:

— impedanţa de intrare Zi = 250 kΩ
— impedanţa de ieşire Ze = 4Ω
— tensiunea de intrare Ui = 300 mV
— banda de frecvenţă f = 15 Hz÷22 kHz
— atenuarea la capetele benzii de frecvenţă A = -1 dB
— raportul semnal-zgomot S/N ≥ 75 dB
— puterea nominală sinusoidală P_N = 20 W
— puterea muzicală P_M = 50 W
— tensiunea de alimentare U_a = ±22V
— distorsiuni armonice totale THD ≤ 0,15%
— distorsiuni de intermodulaţie TID ≤ 0,06%.

Schema electrică a montajului este prezentată în figura 1. Semnalul audio de intrare se aplică etajului de intrare care conţine tranzistoarele T1 şi T2. Se observă că acesta reprezintă un amplificator diferenţial, astfel încât să permită amplificarea în tensiune, şi totodată cu un procent minim de distorsiuni al semnalului de intrare. Semnalul audio amplificat este preluat din colectorul tranzistorului T1 şi aplicat în baza tranzistorului T4. Acesta este amplasat în cadrul montajului pentru a îndeplini funcţia etajului pilot.

El este prevăzut pentru a funcţiona cu amplificare foarte mare în scopul optimizării caracteristicilor de transfer finale ale amplificatorului, asigurând excursia maximă în tensiune a semnalului util amplificat. În scopul îmbunătăţirii performanţelor etajului pilot, acesta a fost prevăzut cu o conexiune BOOTSTRAP, realizată de grupul R_9, C_8, R_{10}. În acest fel se îmbunătăţeşte substanţial liniaritatea caracteristicii de transfer proprie etajului pilot. Pentru evitarea posibilităţii de apariţie a unor oscilaţii nedorite, mai ales în cazul unor regimuri tranzitorii de funcţionare, etajul pilot a fost prevăzut cu condensatoarele C6 şi C7 şi grupul C10R14. Condensatoarele C6, C7 realizează o reacţie negativă locală, puternică în banda frecvenţelor înalte care depăşesc limita superioară a benzii de audiofrecvenţă. Grupul R14C10 reprezintă un filtru trece-jos care limitează amplificarea semnalelor de frecvenţă ultrasonoră ce ar putea ajunge accidental la etajul pilot. Polarizarea etajului final al amplificatorului de audiofrecvenţă se realizează de către o sursă de tensiune constantă de tip super-diodă în componenţa căreia intră tranzistorul T3. Pentru reglajul valorii tensiunii sursei de tensiune constante, în vederea stabilirii precise a curentului de mers în gol propriu amplificatorului situat în clasa de funcţionare AB, a fost prevăzut potenţiometrul semireglabil R12. De la etajul pilot semnalul util amplificat se aplică etajului final al amplificatorului de audiofrecvenţă, prin intermediul rezistenţelor R15 şi R16. Acesta este de tip repetor pe emitor, cu o configuraţie electrică astfel aleasă încât să permită amplificarea în curent, deci practic în putere a semnalului audio util. Etajul final conţine două tranzistoare prefinale şi două tranzistoare finale, amplasate fiecare dintre ele într-o conexiune de tip Super-G. În acest fel se realizează practic două tranzistoare echivalente complementare. Rezistenţele R23 şi R24 amplasate la ieşirea etajului final (în colectoarele tranzistoarelor T7 şi T8) realizează o reacţie negativă locală, necesară bunei funcţionări a etajului final, atât din punct de vedere al performanţelor electrice cât şi a stabilităţii termice într-un domeniu întins de temperaturi.

Grupul C14R25 reprezintă un filtru trece-jos care limitează amplificarea semnalelor de frecvenţă ultrasonoră ce ar putea ajunge accidental la etajul pilot, şi totodată elimină posibilităţile de oscilaţie a etajului final. De la ieşirea etajului final semnalul amplificat atât în tensiune cât şi în curent (deci amplificat în putere) este livrat la ieşirea montajului. Amplificarea generală a montajului este reglementată de raportul rezistenţelor R7/R8.

AMPLIFICATOR HI-FI DE 20 W

Ing. EMIL MARIAN

Grupul R6C5 amplasat în paralel cu rezistenţa R7 limitează de asemenea amplificarea generală a montajului în domeniul frecvenţelor ultrasonore şi concomitent previne posibilităţile de oscilaţie a acestuia realizând o stabilitate înaltă de funcţionare în banda de audiofrecvenţă.

Montajul este prevăzut cu protecţii la supracurent, supratensiune şi scurtcircuit accidental provocat de defectarea unui tranzistor din etajul final. Protecţia generală este realizată de siguranţele fuzibile F_1 şi F_2 amplasate pe cele două ramuri de alimentare cu energie electrică (pozitivă sau negativă) ale amplificatorului. Protecţia la apariţia unei tensiuni inverse datorită defectării unui tranzistor din etajul final este realizată de diodele D3 şi D4. În momentul apariţiei unei tensiuni inverse pe una dintre cele două ramuri, de alimentare cu tensiune, aceasta este limitată de una dintre diode (D3 şi D4) care intră în starea de conducţie la depăşirea pragului de 0,6 V, şi dacă defectul persistă duce la acţionarea protecţiei realizată de una dintre siguranţele fuzibile F1 sau F2 (arderea acesteia datorită supracurentului apărut). Protecţia la suprasarcină este realizată electronic. În momentul apariţiei unui regim accidental de suprasarcină, grupul de tranzistoare din etajul final livrează pentru o perioadă foarte scurtă de timp un curent mai mare decât cel nominal grupului de difuzoare din incinta acustică.

Acest supracurent determină o cădere de tensiune importantă la bornele rezistenţelor R23 şi R24.

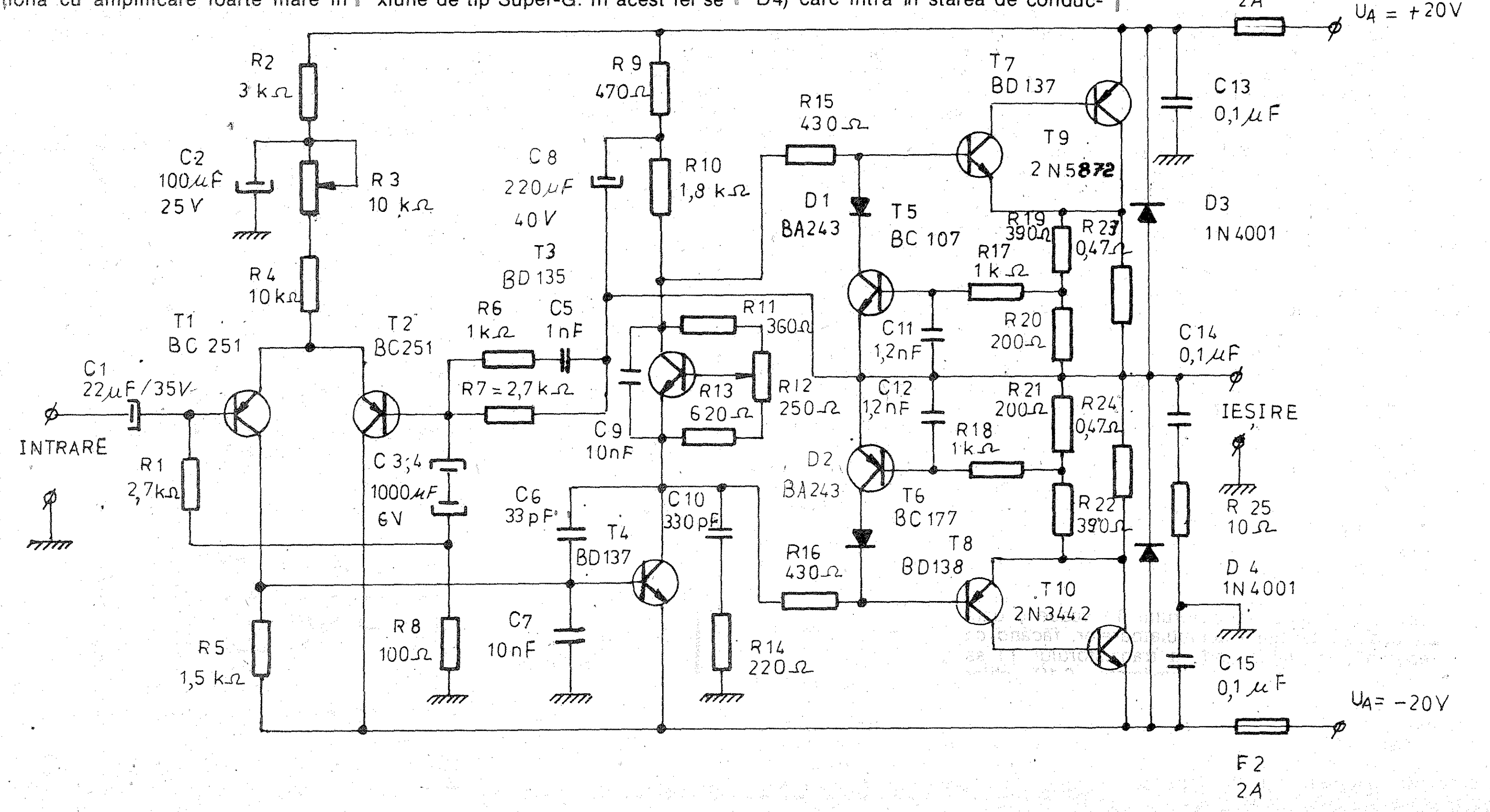
O fracţiune din această tensiune (cca 0,7 V) este aplicată prin intermediul rezistenţelor R17 şi R18 în baza tranzistoarelor T5 şi T6 determinând intrarea lor în stare de conducţie. Acest lucru implică derivarea curentului din bazele celor doi dubleţi proprii etajului final, blocarea acestuia şi în acest fel limitarea curentului etajului final livrat sarcinii, indiferent de amplitudinea semnalului electric furnizat de către etajul pilot. Grupurile R17C11 şi R18C12 realizează o constantă de timp convenabil aleasă pentru ca protecţia electronică să nu intre în funcţionare în regimurile tranzitorii evitându-se astfel limitarea semnalului de audiofrecvenţă util amplificat (clipping). Diodele D1 şi D2 amplasate în colectorii tranzistoarelor T5 şi T6 au fost prevăzute în scopul evitării posibilităţii apariţiei unei tensiuni inverse la fiecare dintre cele două baze proprii dubleţilor complementari aflaţi în componenţa etajului final al amplificatorului.

Realizare practică şi reglaje

Montajul se realizează practic pe o plăcuţă de sticlostratitex placat cu folie de cupru, în varianta mono sau stereo. La realizarea cablajului imprimat se vor lua toate măsurile de optimizare în vederea obţinerii unui montaj calitativ, compatibil cu cerinţele de funcţionare în domeniul audiofrecvenţei.

Traseul de masă va avea o grosime minimă de 4 mm evitându-se cu stricteţe realizarea buclei de

(CONTINUARE ÎN PAG 11)



Acest circuit integrat produs de concernul SIEMENS este un amplificator audio de putere dublu.

Poate fi utilizat ca amplificator stereo de 2 x 10 W sau ca amplificator mono de 20 W, lucrând cu cele două secțiuni identice în punte. Circuitul dispune de protecție la suprasarcină, depășirea temperaturii maxime de lucru, scurtcircuitul sarcinii în cc și ca. Totodată, circuitul funcționează într-o gamă largă de tensiuni și necesită un număr minim de componente externe.

Principalele caracteristici tehnice:

— tensiunea de alimentare Ua = 8 ÷ 26 V, pentru sarcini cu impedanța $R_L \geq 8\Omega$;

— tensiunea de alimentare Ua = 8 ÷ 22 V, pentru sarcini cu impedanța RL = 4Ω;

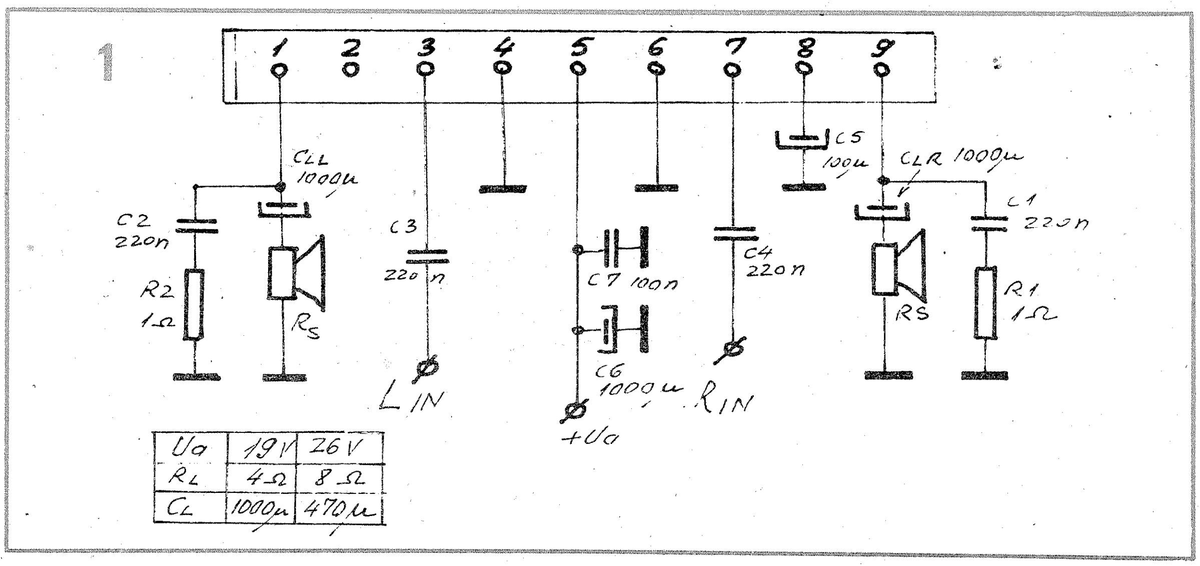
— curentul maxim livrat sarcinii I1, I9 = max 2,5 A;

— tensiunea de intrare V2, V3, V7 = -0,3 ÷ Ua [V]

— temperatura capsulei (pt. P_{OUT} = 10W) T_C = -20 ÷ 85°C

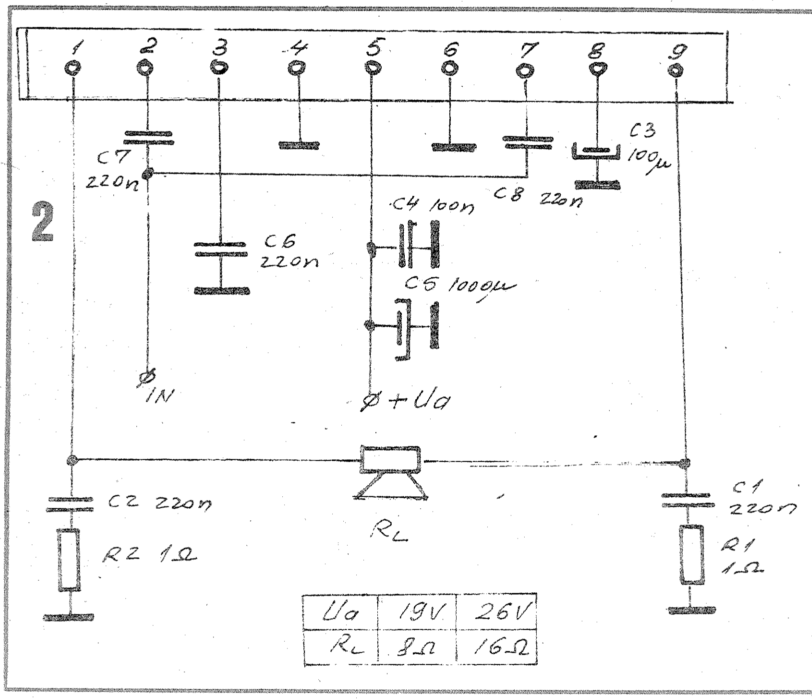
— curentul de repaos I_S = 30 mA (max 60 mA);

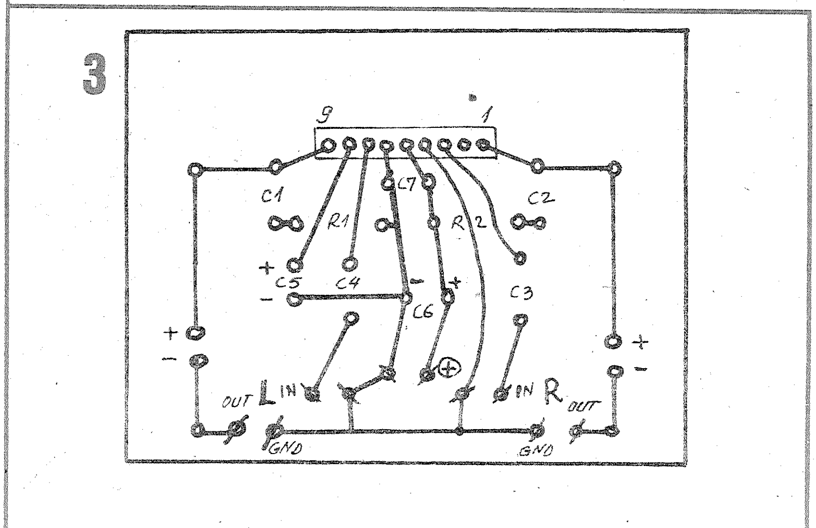
— impedanța de intrare Ri = 20 kΩ;



CIRCUITUL INTEGRAT TDA 4930

Ing. AURELIAN MATEESCU





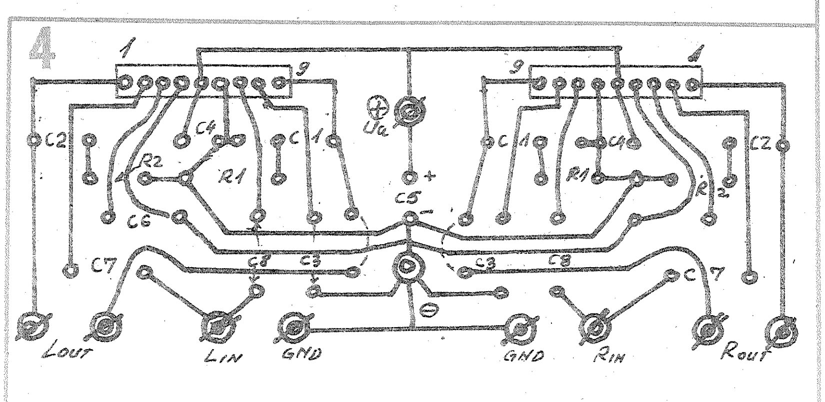
— puterea de ieșire montaj stereo

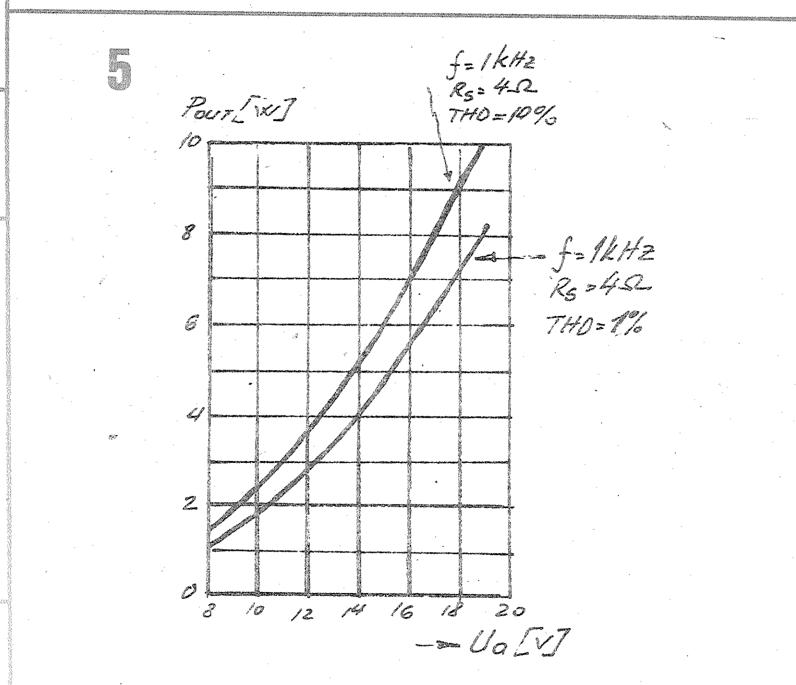
THD = 1% $P_{9,1}$ = 8 W

THD = 10% $P_{9,1}$ = 10 W

— raport semnal zgomot U_N = 5 µV;

— câștigul în tensiune montaj stereo Gst = 30 dB





THD = 1% $P_{9,1}$ = 16 W

THD = 10% $P_{9,1}$ = 20 W

— curentul consumat pentru P9=P1= 10W și f = 1 kHz este I5 = 1,5 A;

— eficiența (randamentul) circuitului pentru P9 = P1 = 10W și f = 1 kHz este η = 70%;

— THD pentru $P_{9,1}$ = 0,050 ÷ 6 W și fi = 40 Hz la 15 kHz este THD = 0,2% (max 0,5%);

— banda de frecvență reprodusă B = 40 Hz ÷ 60 kHz;

— tensiunea de zgomot U_N = 15 µV;

montaj punte Gp = 36 dB

Circuitul integrat este prezentat în capsulă de plastic cu radiator extern P-SIP9 (cu 9 terminale).

Funcțiile pinilor sunt următoarele:

Pin. 1 — ieșire canal dreapta (R)

Pin. 2 — intrare inversoare canal dreapta (R)

Pin. 3 — intrare neinversoare canal dreapta (R)

Pin. 4 — masa (GND)

Pin. 5 — alimentare (+)

Pin. 6 — masa (GND)

Pin. 7 — intrare neinversoare canal stânga (L)

Pin. 8 — filtraj brum din alimentare (L+R)

Pin. 9 — ieșire canal stânga (L).

În figura 1 este prezentată schema de utilizare a circuitului integrat TDA 4930 ca amplificator audio stereofonic.

În figura 2 este prezentată schema de utilizare a circuitului pentru lucrul în punte, iar în figurile 3, 4 cablajele imprimate pentru cele două montaje. În figura 5 este figurată variația puterii de ieșire funcție de tensiunea de alimentare.

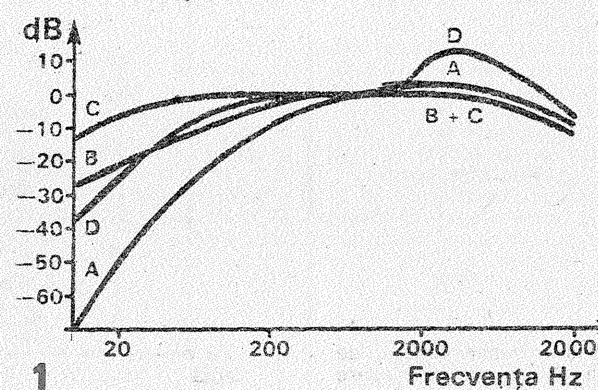
BIBLIOGRAFIE:

SIEMENS = IC's for Entertainment Electronics Edition 4/87

Pentru evaluarea corectă, obiectivă, a calității unui aparat sunt necesare o serie de măsurători și verificări. În acest scop, pentru măsurătorile și verificările specifice aparaturii audio (preamplificatoare, corectoare-egalizatoare, amplificatoare de putere, magnetofoane/casetofoane, pick-up-uri), laboratorul electronistului amator trebuie să fie înzestrat cu un generator de semnal sinusoidal, un milivoltmetru electronic, un osciloscop, o punte de distorsiuni. Aceste aparate au fost prezentate atât în revista noastră cât și în multe alte reviste de profil, amatorului rămânându-i sarcina de a opta pentru o schemă sau alta. Există însă și alte instrumente de verificare și măsurare a aparaturii audio, la fel de utile, dar mai puțin cunoscute. Pe parcursul unei serii de materiale ne propunem să prezentăm unele soluții simple și moderne de realizare a acestora, în speranța că ele vor suscita interesul amatorilor care doresc să facă încă un pas înainte în acțiunea de dotare a laboratorului propriu.

FILTRU DE PONDERARE

AURELIAN LĂZĂROIU și CĂTĂLIN LĂZĂROIU



1

Introducere. Inițiem acest ciclu cu un filtru de ponderare care permite măsurarea raportului semnal/zgomot în acord cu percepția auditivă umană. Raportul semnal/zgomot este unul dintre cei mai importanți parametri ai aparaturii audio, motiv pentru care el figurează în orice prospect sau material care însoțește un aparat sau o schemă.

Raportul semnal/zgomot [Rs/zg = 20 log Us/Uzg (dB)] poate fi exprimat în funcție de modul în care a fost măsurat, în două feluri: ponderat sau neponderat. În acest din urmă caz, de altfel și cel mai frecvent, raportul se face între tensiunile corespunzătoare semnalului și zgomotului la ieșirea unui aparat, ambele măsurate direct, nemijlocit, cu un milivoltmetru electronic. Raportul semnal/zgomot ponderat, rezultă în urma unei măsurători în care tensiunea de zgomot a fost măsurată prin intermediul unui filtru special. În acest caz, valoarea raportului semnal/zgomot este însoțită de prescurtarea dBA, sau se menționează că raportul este ponderat (weighted, în limba engleză).

Pentru a înțelege de ce se recurge la această modalitate de măsurare a raportului semnal/zgomot, vom reaminti câteva aspecte referitoare la percepția auditivă umană. Se știe că aparatul auditiv răspunde diferit în funcție de frecvență și de nivelul de presiune sonoră la care se face audiția. În general, se constată o sensibilitate maximă la frecvențele situate în domeniul 2000...5000 Hz, iar la frecvențele situate sub și peste aceste limite, sensibilitatea scade progresiv, cu precădere în domeniul frecvențelor joase. Această neuniformitate se accentuează cu cât scade nivelul de presiune sonoră la care se face audiția. Raportul semnal/zgomot al aparaturii audio este cuprins în general între -40...-100 dB. La puteri uzuale, acest zgomot de fond nu depășește 10...20 dB SPL, nivel pentru care aparatul auditiv uman răspunde foarte neliniar. De aceea, pentru evaluarea corectă a raportului semnal/zgomot, adecvat mecanismului de percepție auditivă, se recomandă și măsurarea ponderată a zgomotului, care se face prin intermediul unui filtru special — filtru de ponderare —, conectat între aparatul măsurat și milivoltmetrul electronic standard. Filtrul de ponderare prezintă un transfer în frecvență care simulează caracteristica de răspuns a aparatului auditiv uman. Conform normelor internaționale IEC, sunt standardizate patru asemenea filtre de ponderare, în funcție de nivelul presiunii sonore a semnalului măsurat. În figura 1, preluată din documentația Brüel & Kjaer, sunt indicate caracteristicile de răspuns în frecvență ale celor patru tipuri de filtre. Filtrul A se folosește pentru măsurători la niveluri de presiune sonoră redusă; filtrul B corespunde nivelurilor medii, iar filtrul C se folosește la niveluri sonore puternice. Filtrul D este specializat pentru măsurarea zgomotelor produse de avioane. În practica curentă a măsurătorilor electroacustice se apelează la filtrul A, el oferind cele mai semnificative rezultate în cazul testelor subiective. Deci, atunci când întâlnim valoarea raportului semnal/zgomot exprimată în dBA, înseamnă că zgomotul a fost ponderat cu filtrul de tip A. Deoarece curbele din figura 1 nu permit stabilirea precisă a relației frecvență/atenuare, prezentăm în tabelul alăturat valorile acestora în câteva puncte semnificative, valabile pentru filtrul A.

Principial, realizarea unui filtru de ponderare se face printr-o rețea RC, al cărei răspuns în frecvență să corespundă uneia dintre curbele indicate în figura 1. Configurația rețelei și a schemei în care este inclusă, variază de la un autor la altul.

Realizarea practică: În cele ce urmează prezentăm un filtru de ponderare A, de concepție proprie, la a cărui realizare ne-am propus să obținem:

— o schemă cât mai simplă, cu componente pasive și active uzuale și cu posibilitatea alimentării montajului de la o sursă de tensiune unipolară, variabilă în limite largi; în acest fel, filtrul poate fi alimentat chiar de la aparatul măsurat;

— o impedanță de intrare standard, egală cu 1 MΩ, pentru a nu afecta funcționarea aparatelor măsurate;

— realizarea unei amplificări globale de 20 dB (x10), ceea ce lărgește aria aplicativă, în sensul că poate măsura și zgomotul redus al aparaturii HI-FI. De asemenea mărește precizia citirii pe scala de 1 mV, sau face posibilă măsurarea zgomotului și pe milivoltmetre care nu au scală de 1 mV;

— o caracteristică de transfer cât mai apropiată de curba de ponderare A, conform figurii 1 și tabelului alăturat.

Schema detaliată a filtrului de ponderare, prezentată în figura 2, conține două repetoare pe emitor realizate cu tranzistoarele T1 și T2, un amplificator de tensiune cu tranzistorul T3 și rețeaua propriu-zisă de ponderare, plasată între cele două repetoare. Primul repetor este

lampă automată

În multe situații este deosebit de important ca într-o zonă determinată să existe permanent un anumit nivel de iluminare sau să existe în orice moment un iluminat de siguranță. Atunci când se utilizează lămpi cu incandescență, montaje ca cel din figură reprezintă o soluție simplă și economică la situațiile menționate mai sus.

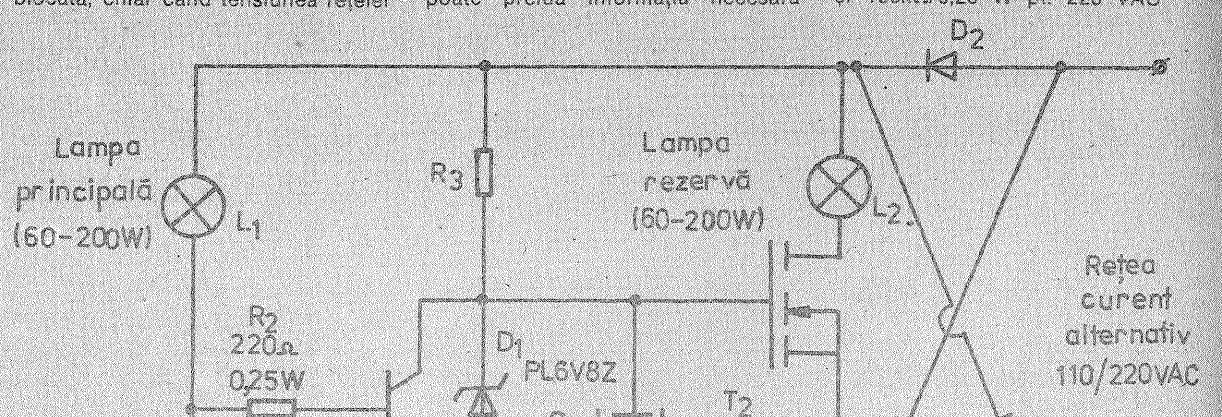
FUNCȚIONAREA MONTAJULUI se bazează pe urmărirea permanentă a valorii curentului prin lampa principală. Căderea de tensiune pe rezistența R1 este cuprinsă între 0,5 ÷1,7V pentru becuri cu incandescență cu puterea de 60÷200 W și este suficientă pentru a menține deschis tranzistorul T1. Acesta blochează curentul de încărcare al condensatorului C1, astfel că tranzistorul MOSFET este blocat și lampa de rezervă stinsă.

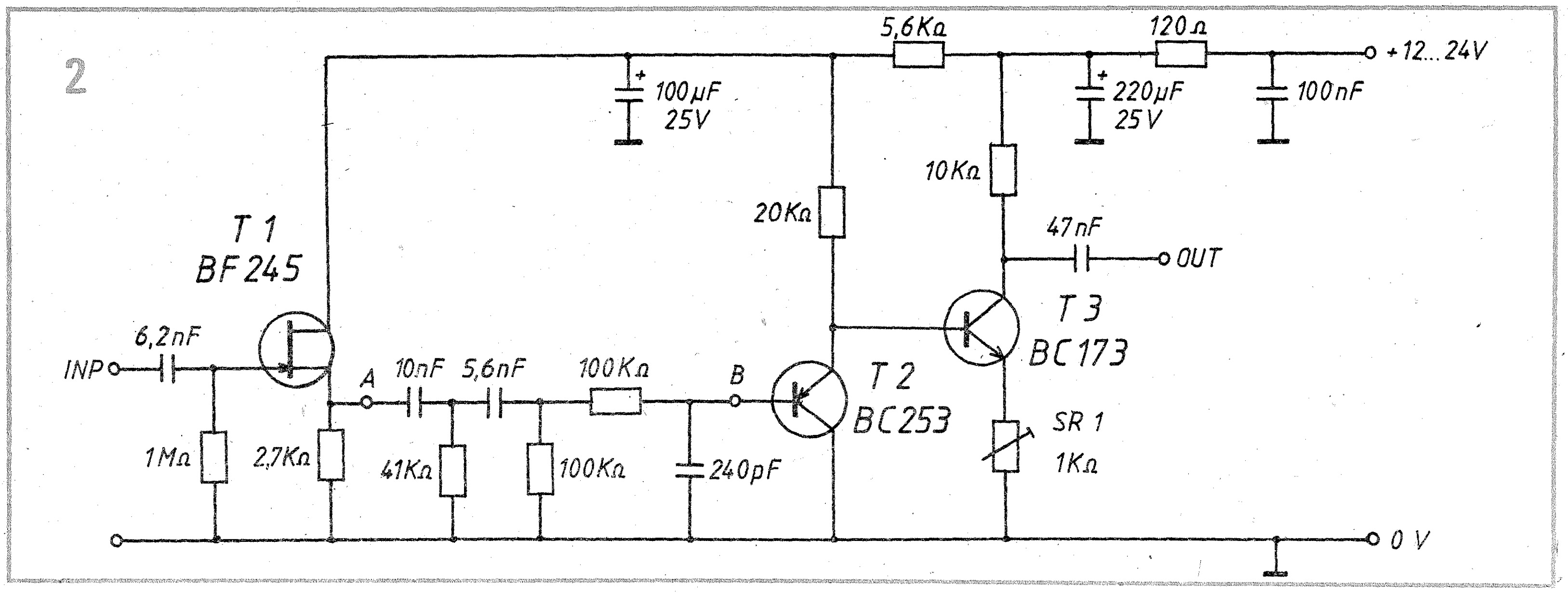
La arderea filamentului lămpii principale L1, tranzistorul T1 se blochează, ceea ce permite încărcarea lui C1 până ce la bornele sale se atinge U_{ZENER}. Această tensiune este suficientă pentru trecerea lui T2 în stare de conducție și aprinderea lămpii L2.

Valorile rezistențelor au fost calculate astfel ca valoarea curentului prin T1 să nu depășească valoarea maximă admisă și totodată să fie suficient pentru a menține T2 în stare blocată, chiar când tensiunea rețelei scade cu 20%.

De la bornele lămpii de rezervă se poate prelua informația necesară pentru comanda unei alarme care să atragă atenția asupra necesității înlocuirii lui L1. T2 se va monta obligatoriu pe un radiator de căldură.

D2,D3,D4,D5 = 1N4007; R1 = 1Ω/5 W pt. 110VAC și 2,2Ω/3 W pt 220 VAC; R3 = 50 kΩ/0,25 W pt. 110VAC și 100kΩ/0,25 W pt. 220 VAC





realizat cu tranzistorul JFET BF245, care permite obținerea unei impedanțe de intrare foarte mari, limitată la valoarea standard de 1 MΩ, prin rezistorul conectat între poartă și masă. Tranzistoarele T2 și T3, cu structură complementară sunt cuplate galvanic, iar polarizarea tranzistorului PNP se obține prin intermediul a două rezistoare care fac parte și din rețeaua de ponderare. În acest fel, s-a simplificat schema și s-a redus numărul componentelor pasive. Amplificatorul de tensiune cu tranzistorul T3, compensează atenuarea introdusă de rețeaua de ponderare (cca. 3 dB la 1 kHz) și realizează o amplificare suplimentară, așa încât valoarea globală este de 20 dB. Valoarea exactă a amplificării se fixează prin intermediul semireglabilului din circuitul de emitor al tranzistorului T3.

Rețeaua de ponderare constă din ansamblul componentelor pasive cuprinse între punctele A și B, incluse în trei celule elementare de filtrare, dintre care două de tip trece-sus și una de tip trece-jos. Valorile acestor componente sunt în așa fel alese încât să rezulte o caracteristică de filtrare globală care să aproximeze cât mai bine curba A din figura 1. Precizăm că în domeniul frecvențelor foarte joase, sub 25 Hz, se obține o atenuare suplimentară prin intermediul grupului RC de la intrarea tranzistorului T1.

Plasarea rețelei de ponderare între două repetoare asigură funcționarea corectă a acesteia, deoarece atacul se face pe impedanță joasă și ieșirea pe impedanță înaltă.

Așa cum este indicat și în schemă, se recomandă folosirea tranzistoarelor cu zgomot propriu redus. Este preferată folosirea rezistoarelor RPM și a condensatoarelor styroflex (cele din structura celulelor de filtrare). Deoarece filtrul funcționează normal pentru o plajă largă a tensiunilor de alimentare iar consumul este de numai câțiva miliamperi, montajul poate fi alimentat chiar de la aparatul supus măsurătorilor. În aceste condiții, dată fiind și simplitatea montajului, se poate realiza o construcție compactă, de dimensiuni reduse. Oricum ar fi însă realizată, se recomandă ecranarea montajului în cutie metalică.

Singurul reglaj al acestui filtru constă în stabilirea amplificării de 20 dB, prin intermediul semireglabilului SR1. În acest scop se aplică la intrarea filtrului un semnal sinusoidal cu frecvența de 1 kHz și amplitudinea de 100 mV; milivoltmetrul electronic conectat la ieșire trebuie să indice tensiunea de 1V.

Filtrul se conectează între aparatul măsurat și un milivoltmetru de bandă largă. Se va avea în vedere că, datorită amplificării filtrului, în relația de calcul a raportului semnal/zgomot, se introduce valoarea citită demultiplicată cu 10.

Încheiem această prezentare cu indicarea unor variante de realizare a filtrului. O primă variantă ar fi aceea a introducerii unui comutator care să excludă rețeaua de ponderare, asigurând un răspuns liniar în domeniul 20—20000 Hz. Prin comutare alternativă, se creează posibilitatea comparării rapide a diferenței între cele două situații. De cele mai multe ori, această comutare pune în evidență atenuarea considerabilă a tensiunii de zgomot, introdusă de filtru, deoarece zgomotul are de regulă, componentele spectrale cele mai puternice, situate în zona frecvențelor joase și înalte (brum și fâșâit), adică tocmai acolo unde filtrul atenuează mai puternic. Nu am indicat această posibilitate pentru a nu complica schema, dar și pentru că efectuarea comutărilor cu milivoltmetrul aflat pe domenii de maximă sensibilitate, solicită sistemul mecanic al instrumentului indicator.

O altă variantă ar fi aceea a folosirii rețelei de ponderare direct, fără montajul tranzistorizat aferent. Acest lucru este posibil numai atunci când se fac măsurători ale amplificatoarelor de putere sau ale preamplificatoarelor prevăzute cu buffere (separatoare de ieșire). În acest caz se folosește numai circuitul dintre punctele A și B, nefiind necesară o tensiune de alimentare. Impedanța de intrare este de cca. 40 kΩ, iar atenuarea de cca. 3 dB la 1 kHz (valoare de care trebuie să se țină seama la calcularea raportului semnal/zgomot).

În oricare dintre variante s-ar realiza filtrul, se recomandă verificarea răspunsului în frecvență, controlat pe milivoltmetrul asociat. În cazul în care filtrul (pasiv sau activ) prezintă abateri de la valorile din tabel, se va interveni asupra elementelor din structura rețelei de ponderare.

Concluzii. În acest material a fost prezentat un filtru care aproximează destul de bine curba de ponderare A și a cărui simplitate îl face accesibil amatorilor. Filtrul permite măsurarea ponderată a zgomotului, ceea ce conduce automat la obținerea unor raporturi semnal/zgomot superioare celor măsurate fără filtru și care corespund realității perceptuale.

Deoarece filtrul realizează și o amplificare suplimentară, el oferă posibilitatea de a măsura tensiuni de zgomot foarte mici sau de a folosi milivoltmetre mai puțin sensibile.

Frecvența (Hz)	Atenuare (dB)	Abatere admisă (dB)
10	−70,4	+3
20	−50,5	+3
40	−34,6	±1,5
80	−22,5	±1,5
100	−19,1	±1
200	−10,9	±1
400	−4,8	±1
630	−1,9	±1
1000	0	±1
2000	+1,2	±1
2500	+1,3	±1
4000	+1,0	±1
6300	−0,1	±1,5
10000	−2,5	±2,5
16000	−6,6	+3
20000	−9,3	+3

AMPLIFICATOR HI-FI DE 20 W.

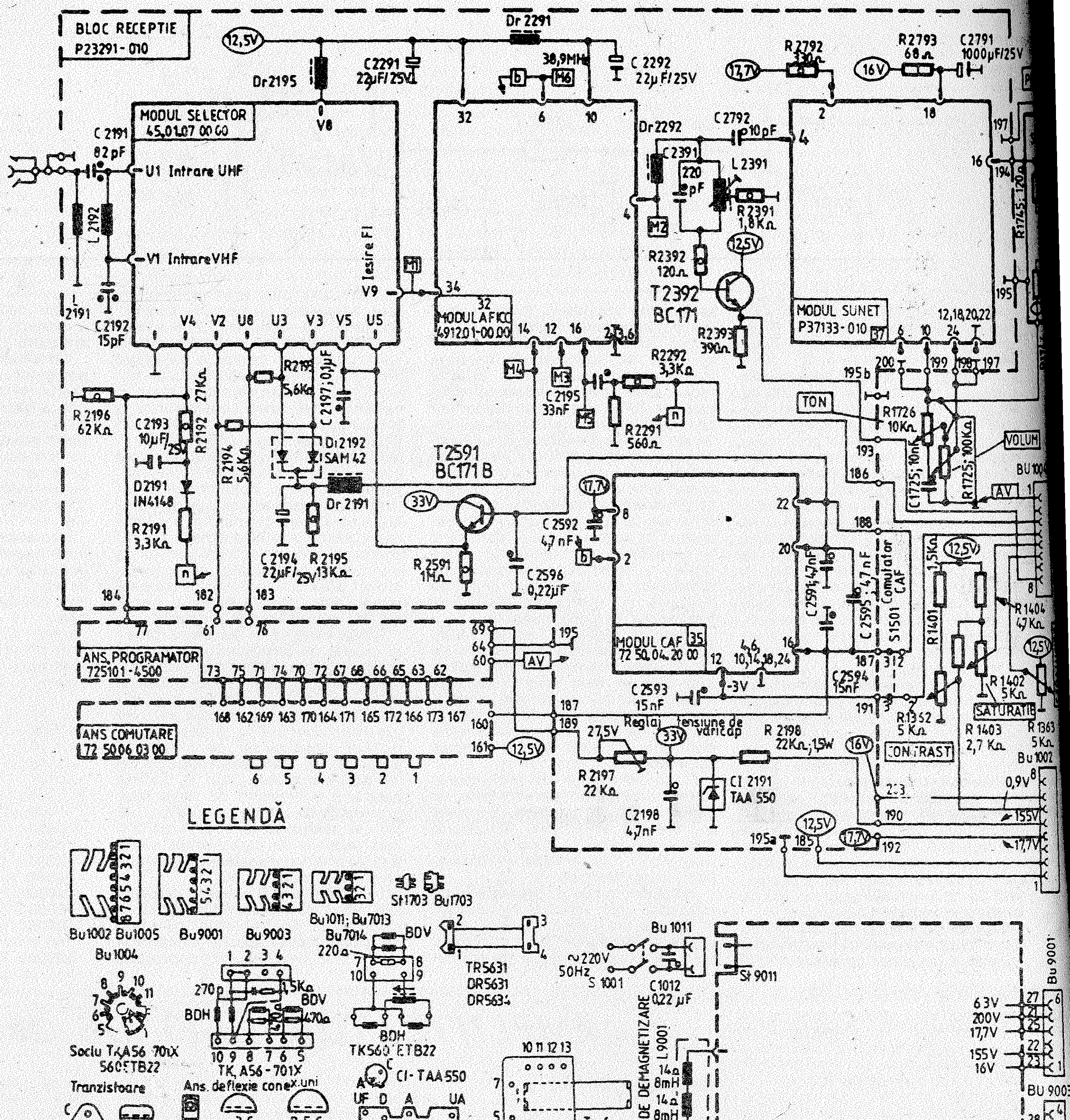
(URMARE DIN PAG 8)

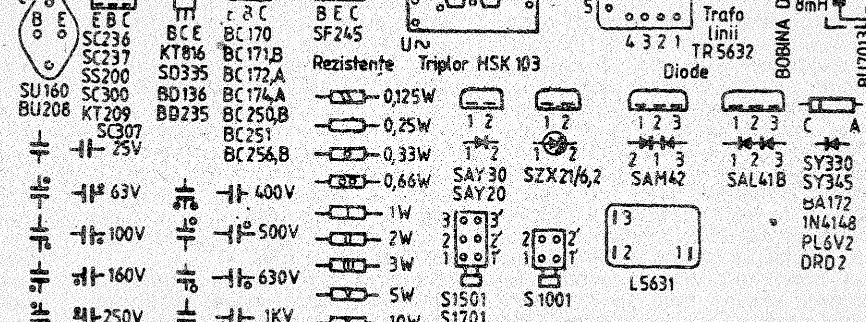
masă. Montajul va avea o structură fizică de cvadripol, având grijă ca fiecare etaj funcțional să aibă masa proprie conectată cât mai aproape (referitor la elementele componente conectate la masă). Se vor folosi componente electrice de cea mai bună calitate, care au fost testate inițial. Tranzistoarele T1 și T2 vor avea același factor de amplificare în curent (b21E ≥ 300) Tranzistorul T4 va avea un h21E > 150, tranzistoarele T5 și T6 vor avea același factor de amplificare în curent, lucru valabil și pentru dubleții T7, T8, T9 și T10. După realizarea practică a cablajului imprimat, componentele electrice se plantează cu toată grija evitând aplicarea unor șocuri termice prin menținerea unei perioade prea mari de timp a vârfului ciocanului de lipit în contact cu terminalele componentelor care se sudează. Sursa de tensiune de tip superdiodă împreună cu componentele aferente (R11R12R13C9) se vor monta separat pe o altă mică plăcuță de cablaj imprimat. Tranzistorul T3 se amplasează pe același radiator cu cel al tranzistoarelor finale T9 și T10. Radiatorul lor se confecționează din tablă de aluminiu de grosime cca 2 mm, cu o suprafață suficient de mare pentru asigurarea răcirii necesare în momentul când amplificatorul debitează puterea maximă. ($P_{disipat\ maxim}$ ≅ 8 W). O soluție elegantă și eficientă o reprezintă folosirea ca radiator a unui profil de aluminiu cu mai multe lamele amplasat fizic vertical, astfel încât ventilația radiatorului să fie optimă, în scopul asigurării răcirii necesare. Pentru izolarea galvanică a tranzistoarelor finale T9 și T10 și a tranzistorului T3 propriu sursei de tensiune constantă se vor folosi plăcuțe de mică de grosime 0,4 mm. Amplasarea radiatorului propriu etajului final se realizează astfel încât să fie posibilă ventilația lui naturală eficientă. În acest scop se vor practica în incinta aparatului electroacustic unde se amplasează amplificatorul o serie de găuri de răcire (în șasiul metalic, dedesubtul radiatorului, și deasupra lui sau eventual într-o poziție laterală avantajoasă). Se recomandă ca siguranțele fuzibile F1 și F2 să se amplaseze tot pe plăcuța de cablaj imprimat a amplificatorului, folosind suporți procurabili din comerț, specializați pentru acest lucru. Tranzistoarele prefinale T7 și T8 vor fi de asemenea dotate cu radiatoare (profile de forma U din tablă de aluminiu groasă de 1 mm, cu o suprafață minimă de cca 6 cm²).

După realizarea montajului se verifică încă o dată corectitudinea amplasamentului componentelor electrice și a legăturilor galvanice (polaritățile condensatoarelor electrolitice, valorile fiecărei componente, în special a rezistoarelor, etc.) deoarece orice greșeală duce la cel puțin nefuncționarea montajului la parametrii estimați inițial.

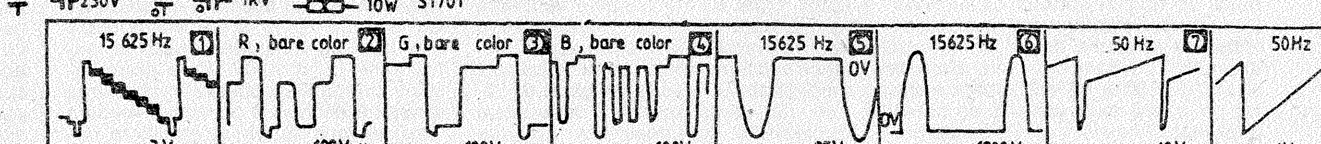
Se ștrapează intrarea montajului (se conectează la masă) se amplasează la ieșirea acestuia o rezistență de 4 ohmi/20 W și se alimentează montajul cu tensiunea dublă de alimentare U_A = ±20V. Cele două reglaje principale constau în stabilirea tensiunii de zero a punctului median (ieșirea montajului) și stabilirea curentului de mers în gol al amplificatorului. Tensiunea de zero la ieșirea montajului se reglează prin acționarea rezistenței semiregrabile R3. Se măsoară tensiunea de ieșire cu ajutorul unui voltmetru și se acționează cursorul potențiometrului semireglabil R3 până la obținerea valorii de zero. Pentru un reglaj fin se poate înseria cu sarcina (rezistența de 4 ohmi) un miliampermetru (conectat inițial pe domeniul mare de măsură al curenților, sute de miliamperi) și se realizează acționarea foarte fină a potențiometrului semireglabil R3 până când prin rezistența de sarcină circulă un curent minim. Curentul de mers în gol al amplificatorului se stabilește prin acționarea potențiometrului semireglabil R12. Se acționează cursorul acestuia până când amplificatorul preia de la sursa de alimentare un curent I_0 = 35mA. După acest reglaj se verifică tensiunea de zero pe sarcină și, dacă este necesar, se acționează foarte fin cursorul potențiometrului R3. După aceste reglaje se deconectează sursa de alimentare, se înlătură ștrapul de la intrarea montajului și cu ajutorul unui osciloscop și al unui generator de audiofrecvență se poate vizualiza forma de undă a semnalului amplificat (evident alimentând cu tensiune montajul). În urma acestor verificări se va observa că sunt confirmate pe deplin performanțele HI—FI estimate inițial.

SCHEMA ELECTRICA





Tensiunile continue se vor măsura cu un voltmetru cu rezi internă de 20KΩ/V.
Tensiunile sînt indicate pentru semnal normal la intrare, ic potențiometrii de lumină și contrast pe poziție medie.
[1] - Punct de măsură pentru oscilograme.
[AV] - Legătură realizată prin comutare pe poziția 6, UIF unui videorecorder.

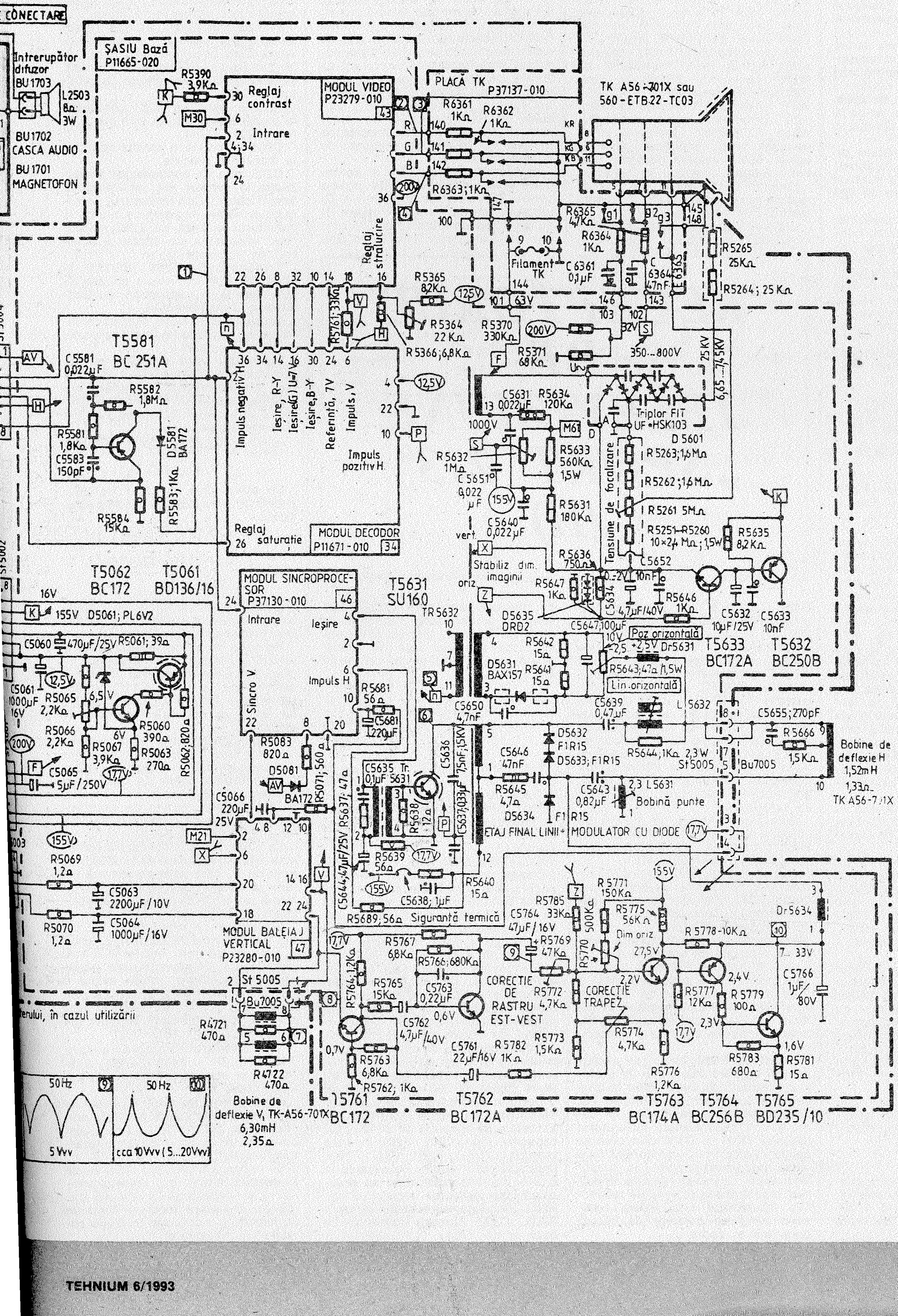


Echivalente pentru: T2392, T5062, T5761 - SC236; T2591 - SC237E; T5581 - SC308C; T5762, T5633 - [illegible]; T5763 - SS200; T5764 - SC307C; T5765 - SD335A; T5632 - KT209A; T5061 - KT816A; D5061 - SZX21/6,2; D5581 D5081 - SAY30/4; D5632, D5633 - SY345/8-L; D5634 - SY345/6-L; D5635 - SAL41 B; D5631 - SY330/1; D2191 - SAY30/13; CI2191 - MAA550

TV TELECOLOR 3007

HEMA BLOC AX 1319

hema nr. 1



RECEPTORUL DE TELEVIZIUNE „SPORT 213" (II)

Ing. ȘERBAN NAICU

Televizorul portabil SPORT 213 este prevăzut cu tuner FIF—UIF echipat cu tranzistoare MOSFET, de tip P37435-100, având posibilitatea de recepționare, în norma OIRT, a benzilor I și II (canalele 1—5) și III (canalele 6—12) cu partea FIF a selectorului și a benzii IV (canalele 21—60) cu partea UIF a selectorului de canale.

Recepția se face cu antena sa telescopică, televizorul având prevăzută și mufă de intrare pentru antenă exterioară.

Consumă de la rețeaua de 220V c.a. o putere de max. 45VA, iar de la bateria de acumulatori de 12V c.c. o putere de max. 23W.

Prezintă o bună sensibilitate pe calea de imagine și pe cea de sunet, având o definiție în centrul ecranului, pe orizontală, mai mare de 320 de linii.

În afara alimentatorului, prezentat în numărul anterior al revistei, conține un ansamblu general șasiu format din: modulul Selector, modulul Preamplificator F.I., C.I. multifuncțional TDA 4503 (cu circuitele sale anexe) și etajele finale de sunet, baleiaj vertical și baleiaj orizontal.

În figură se prezintă schema de aplicație a circuitului integrat CI 101—TDA 4503, care realizează toate funcțiile de semnal mic dintr-un televizor alb-negru.

AMPLIFICATORUL DE FRECVENȚĂ INTERMEDIARĂ

Semnalul de FI obținut la ieșirea selectorului de canale se aplică prin C102 la intrarea modulului Preamplificator FI (conectorul Z11/3), cod P37905—000.

Tranzistorul T101 (BF199) de pe modul amplifică semnalul FI pentru a compensa atenuarea pe care o va introduce etajul de selectivitate concentrată cu filtru cu undă de suprafață, montat la ieșirea modulului (conectorul Z11/1).

Acest filtru F101 (de tip MSF 38,9K), denumit impropriu și FUS (de la inițialele în limba română) este un filtru cu undă acustică de suprafață, cunoscut în literatura tehnică sub abrevierea SAW (lb. engleză Surface Acoustic Wave) și are la baza funcționării fenomenul propagării undelor mecanice (acustice) pe suprafața unui cristal. Filtrul determină forma caracteristicii amplitudine-frecvență a etajului amplificator de F.I.

De la ieșirea filtrului, semnalul FI se aplică la pinii 8—9 ai CI-TDA 4503. Semnalul trebuie să fie (tipic) de 70 mV.

CI conține un amplificator FI și un demodulator sincron, câștigul fiind (tipic) de 60 dB. Circuitul acordat al demodulatorului sincron se află montat între pinii 20—21 ai CI (38,9 MHz). Factorul de calitate al acestui circuit de referință acordat este Q = 36.

Amplificatorul de FI este de tipul cu bandă largă, cu intrare simetrică și câștig controlat. La ieșirea lui (tot în CI) se află un demodulator cu distorsiuni mici și un preamplificator video care furnizează în continuare semnalul de videofrecvență la pinul 17 al CI, de unde se aplică prin L105, în baza tranzistorului T301 (BC170B).

AMPLIFICATORUL DE VIDEOFRECVENȚĂ

Tranzistorul T301 este un preamplificator video, în configurație de repetor pe emitor, realizând o lărgime a benzii semnalului de ieșire video de 5 MHz.

Semnalul extras din emitorul lui T301, cu aproximativ aceeași amplitudine ca cel de la intrare (bază), se aplică prin grupul R122, L303, în paralel cu C304 la potențiometrul de contrast R302 (1kΩ, liniar), prin conectorul Z31/2. Circuitul acordat derivație L303—C304 reprezintă un filtru „dop" — acordat pe 6,3 MHz, având rolul de a opri pătrunderea celei de-a doua frecvențe intermediare sunet pe canalul imagine.

De pe cursorul lui R302, semnalul video ajunge prin intermediul lui R306 (conectorul Z31/6) în baza tranzistorului final video T302 (BF 457). Amplificarea acestui tranzistor este aproximativ egală cu Rc/Re, adică R309/R307. Semnalul video complex este amplificat până la aprox. 60V_{vv}, valoare necesară atacului tubului cinescop în catod.

Grupul C301—R308 din emitor realizează o corecție de frecvență pentru frecvențele ridicate.

Limitarea curentului de fascicul se realizează cu ajutorul circuitului D302, C302, R311. Un curent de fascicul peste limitele prescrise (aprox. 250 μA) ar pune în pericol dioda redresoare de FIT (TV13). Curentul de fascicul circulă pe traseul: bobina de FIT a transformatorului de linii, TV18, anodul TC, spațiul vid al TC, catodul TC, R312 și R311 la masă. Creșterea curentului de fascicul determină o cădere de tensiune din ce în ce mai mare pe R311. Aceasta se aplică pe catodul diodei D302 și când atinge valoarea tensiunii din colectorul tranzistorului final video, adică din anodul diodei D302, dioda se blochează.

Semnalul continuă să ajungă pe catodul tubului cinescop și să moduleze curentul de fascicul prin C302, în paralel cu dioda.

Deci prin creșterea curentului de fascicul crește tensiunea din catodul diodei D302, deci din catodul tubului cinescop. Tensiunea de pe grila de comandă a TC (pinii 1, 5) va rămâne constantă, deci rezultă o creștere a tensiunii de comandă a tubului U_{CG1} (catod-grilă) deci o închidere mai mare a tubului și deci o scădere a curentului de fascicul. Apare deci o reacție negativă în catodul tubului cinescop, care contribuie la limitarea curentului de fascicul.

Rezistorul R312, alături de eclatorul din catodul TC (pinul 2) protejează tranzistorul final video la descărcările care pot avea loc în TC.

Stingerea curselor inverse de cadre și linii se realizează cu ajutorul diodelor D301 și D506 prin care se aplică în emitorul tranzistorului final video impulsuri pozitive, în timpul întoarcerii curselor. Aceste impulsuri blochează în intervalele respective tranzistorul final video, realizând stingerea curselor de întoarcere linii și cadre.

REGLAJUL AUTOMAT AL AMPLIFICĂRII

Reglajul automat al amplificării (RAA sau AGC de la abrevierea în lb. engleză Automatic Gain Control) pentru selector se aplică pe la pinul 6 al CI. Acesta reprezintă un etaj de ieșire cu colectorul în gol (open colector) care furnizează un curent de 3 mA, dependent de pinul 4 al CI care determină întârzierea RAA pentru selector. Valoarea tipică a tensiunii de RAA (reglabilă din R111) este de 8 V pentru selectoarele de tip pnp, la un semnal la borna de antenă de 1 mV.

În vederea sincronizării și pentru generarea impulsurilor de poartă pentru RAA se aduc la pinul 5 al CI impulsuri de la trafo linii (pinul 5) de pe cursa de întoarcere. Trecerea prin zero a acestei tensiuni în dinți de ferăstrău determină faza impulsului de sincronizare. Tensiunea în dinte de ferăstrău trebuie să fie poziționată simetric față de masă, având o amplitudine de cel puțin 4 V_{vv}.

CALEA DE SUNET

Din semnalul video furnizat de CI la pinul 17, după bobina L105, se extrage cu ajutorul filtrului ceramic CF101 (SPF6,5) a doua frecvență intermediară sunet, pe 6,5 MHz și se aplică la intrarea de FI sunet a CI (pinul 15).

C.I.—TDA 4503 cuprinde un amplificator de FI sunet și un demodulator, având conectat la pinul 13 circuitul acordat pentru demodulatorul de sunet. Factorul de calitate al circuitului este Q = 16, circuitul fiind acordat pe a doua frecvență intermediară de sunet, 6,5 MHz.

Demodulatorul de sunet este urmat de un etaj de control al volumului (inclus în CI) având conectat exterior, la pinul 11 al CI, prin intermediul conectorului Z12/3, potențiometrul de volum (R 115).

După acest etaj de control al volumului se află un amplificator diferențial care furnizează un semnal de ieșire (tipic) de 320 mV măsurat cu o deviație de frecvență de 7,5 MHz. Tensiunea de ieșire este de 1,8 V/150Ω și se aplică la pinul 12 al CI, capacitiv, prin C201, R201 în baza tranzistorului T201 (BC170B), preamplificator audio. Polarizarea în c.c. a bazei tranzistorului se realizează cu divizorul rezistiv R202, R204. Filtrul gama realizat cu grupul R203, C202 filtrează curentul de bază al lui T201.

Cu rezistorul R206 se asigură o reacție negativă totală de c.c. (ieșire-intrare).

Rezistoarele R205, R206 asigură o reacție negativă în c.a.

Condensatorul C203, cu rol de decuplare în c.c. are valoarea suficient de mare (4,7μF) pentru a nu limita banda de răspuns a întregului amplificator la frecvențe joase.

Tranzistorul T201 (BC252) reprezintă etajul prefinal de audiofrecvență, fiind un amplificator clasă A, în conexiune EC (emitor comun), sarcina sa fiind constituită de rezistorul R209.

R208 în serie cu D201 contribuie la stabilirea curentului prin etajul final (T203, T204).

C204 introduce o reacție negativă la frecvențe ridicate.

C205 este un condensator antiosciIație la semnal mic, al întregului amplificator. Condensatorul introduce o reacție negativă de c.a. de la colectorul la baza lui T202, micșorând impedanța de intrare a acestuia la frecvențe înalte.

Tranzistoarele T203 (BD135) și T204 (BD136) constituie un etaj final clasă B, în contratimp, cu tranzistoare complementare.

Grupul C208, R210 împiedică intrarea în oscilație a amplificatorului la frecvențe mari.

Receptorul este prevăzut cu un detector de coincidență (muting) care are elementele exterioare cuplate la pinul 28 al CI și care în absența semnalului la intrare suprimă automat sunetul.

SINCROSEPARATORUL

Se află inclus în C.I.-TDA 4503, având la pinul 26 elementele exterioare.

GENERATORUL DE BALEIAJ CADRE (V)

Oscilatorul propriu-zis de baleiaj vertical și etajul prefinal B.V. se găsesc incluse în C.I.-TDA 4503.

Pentru a se obține tensiunea liniar variabilă (în dinte de ferăstrău) la pinul 2 al CI, este necesar un circuit extern (R114 și R113, C117) conectat la pinul 1 al CI. Din semireglabilul R113 se reglează frecvența de cadre.

Impulsurile pentru sincronizarea cadrelor sunt obținute prin intermediul unui circuit de integrare (intern CI). Frecvența liberă de oscilație a oscilatorului B.V. este de 47,5 Hz, cu un domeniu minim de sincronizare (la frecvența nominală) de 52,5 Hz.

La pinul 3 al CI (întoarcere cadre) este adusă tensiunea de la etajul de deflexie V, care este comparată intern cu tensiunea liniar variabilă (in formă de dinte de ferăstrău) a oscilatorului de cadre.

Rezistența de ieșire cadre (la pinul 2 al CI) este de 2kΩ, iar curentul (tipic) de 0,8 mA, maxim 1,3 mA. Impulsurile dreptunghiulare generate de oscilatorul intern având o amplitudine de 1 V_{vv}, se aplică prin intermediul rezistorului R406 în baza etajului pilot (driver) realizat cu tranzistorul T401 (BC171).

Tranzistoarele complementare T402 (BD138) și T403 (BD137) alcătuiesc un etaj de putere în contratimp, clasă AB.

Sarcina etajului final o constituie bobinele de deflexie V (cuplate prin conectorul Z51/1 și Z51/2) care sunt parcurse de curentul dinte de ferăstrău rezultat.

Se remarcă prezența a două bucle de reacție: una în c.c. (pentru polarizare și stabilizare) și una în c.a. (pentru frecvența tensiunii în dinte de ferăstrău, a corecției în S și a corecției de liniaritate).

Dimensiunea pe V se reglează din semireglabilul R417, iar liniaritatea V din semiregrabilul R414 (prin modificarea constantei CI).

GENERATORUL DE BALEIAJ LINII (H)

Oscilatorul propriu-zis de linii (H) se află inclus în structura CI, cu ieşirea impulsurilor pentru excitaţia etajului final H, la pinul 27 al CI.

Pentru obţinerea semnalului dreptunghiular generat de oscilatorul H se prevede, la pinul 23 al CI, un circuit extern R124, R125 şi C127. Din semireglabilul R125 se poate regla frecvenţa liniilor.

La pinul 24 al CI se află conectat detectorul de vârf pentru sincronizare, iar la pinul 25 detectorul de fază.

Semnalul furnizat la pinul 27 al CI se aplică etajului preamplificator, cu rol de integrator, realizat cu tranzistorul T503 (BC172) prin intermediul rezistorului R501. Semnalul din colectorul acestuia comandă baza tranzistorului prefinal H (driver) realizat cu T501 (BD135). Acest etaj are ca sarcină primarul transformatorului driver (înfăşurarea 1—2) U501.

Grupul C501, R502 din colectorul tranzistorului T501 are rolul tăierii supratensiunilor de comutare.

Impulsurile preluate din secundarul transformatorului driver (înfăşurarea 3—4) prin intermediul lui R503 şi L502, comandă baza tranzistorului final linii T502 (BUR 607D). L502 introduce o reacţie de curent la frecvenţă mare, reducând radiaţiile etajului final H.

Baleiajul orizontal utilizează o schemă cu recuperare serie necesară pentru ridicarea tensiunii de alimentare (+10,8V) la nivelul necesar (+26V) asigurării energiei necesare bobinelor de deflexie H.

Dioda de recuperare serie D501 (DRR 4P) conduce pe perioada cursei directe şi se blochează pe perioada cursei inverse, datorită impulsului de întoarcere care apare în colectorul tranzistorului BUR 607D (pinul 2, trafo linii).

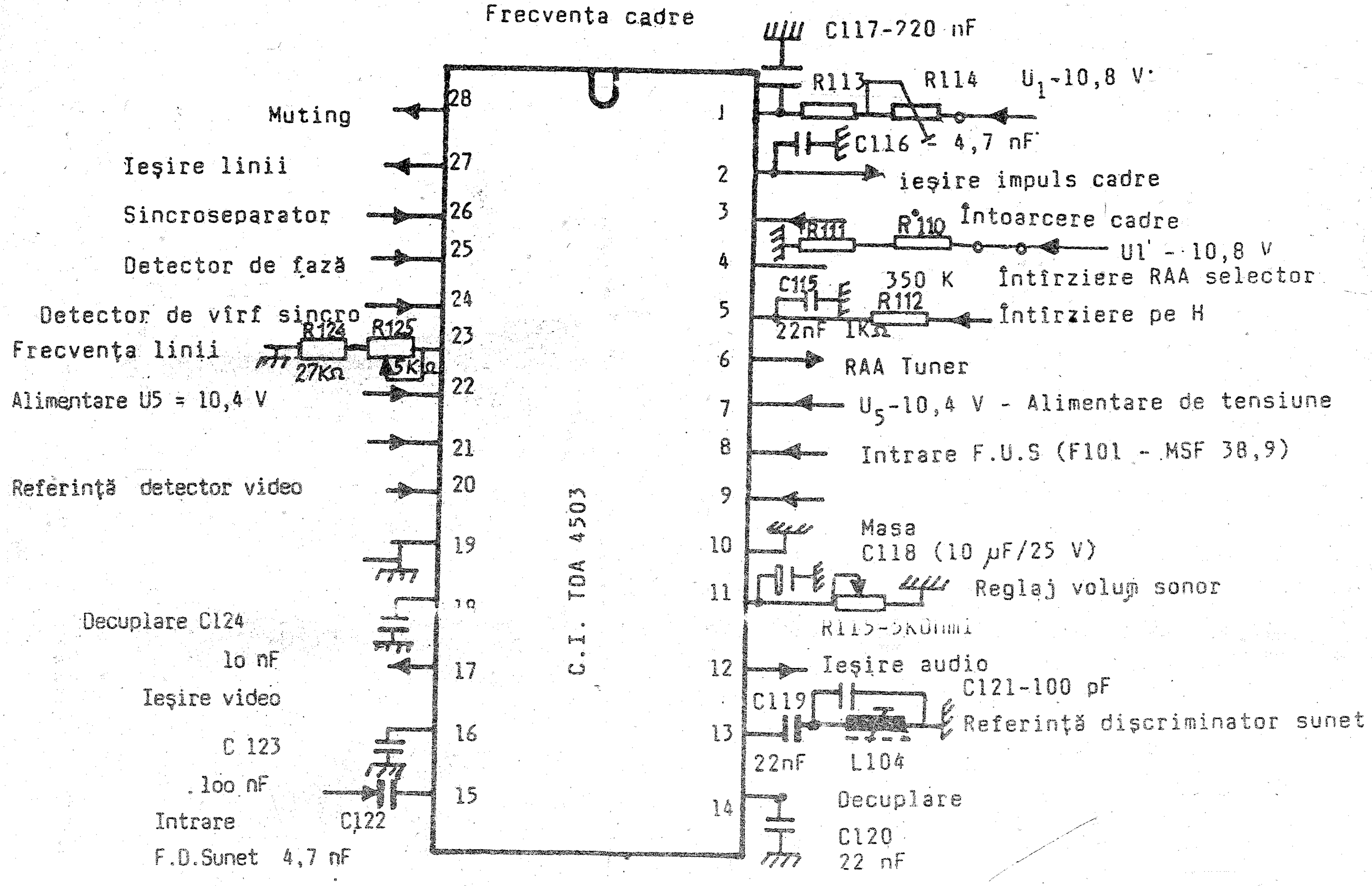
Tensiunea recuperată încarcă pe C510 cu tensiunea +U2 (26 V) care este tensiunea efectivă de alimentare a etajului final de linii.

Bobinele de deflexie H, cuplate prin intermediul conectorului Z51/5—Z51/4 prezintă o inductanţă de 260 μH şi necesită un curent în dinte de ferăstrău de aprox. 5,2 A_{vv}.

Cu ajutorul miezului bobinei L504 se poate regla liniaritatea H, iar cu cel al bobinei L505 dimensiunea H. Rezistorul R504 amortizează oscilaţiile parazite ale bobinei L504. Capacităţile C509, C511 şi C518 filtrează tensiunile tranzitorii de înaltă frecvenţă, contribuind la protejarea diodelor D501, D505, şi D503.

Stingerea punctului luminos din centrul ecranului la oprirea T.V. se face cu ajutorul circuitului de luminozitate şi al condensatorului C513.

Stingerea spotului se bazează pe principiul blocării tubului cinescop după oprire, un timp scurt, necesar catodului TC să se răcească pentru a nu mai emite electroni. Aceasta se realizează prin aplicarea după oprire, pe grila de comandă G1, a unei tensiuni negative înmagazinate pe C513. În acest mod tensiunea de comandă a TC catod-grilă (U_{CG1}) creşte şi tubul se blochează.





Generator de semnale T.V.

Ing. ILIE MOLDOVAN — YO3CZD

Aparatul permite generarea unor imagini de control pe ecranul televizorului alb-negru, putându-se aprecia ușor parametrii de bază ai televizoarelor și dacă este cazul corectarea acestora.

Aparatul se poate conecta fie direct pe video fie prin intermediul bornei de antenă și prin comutări diferite se pot obține: linii verticale, linii orizontale sau prin combinarea acestora o grilă, benzi verticale sau orizontale, dreptunghiuri în genul tablei de șah, precum și diferite combinații de benzi verticale cu gradații diferențiate de gri mergând de la negru în partea stângă a ecranului, până la alb în dreapta.

Acest asortiment de semnale permite verificarea și corectarea cu ușurință a convergenței statice și dinamice a fasciculelor la cinescoapele TV color, ajutând la reglarea acurateței culorii și balansului de alb la televizoarele color, verificarea amplificatorului video precum și a amplificatorului de frecvență intermediară imagine, aprecierea liniarității baleiajului și a distorsiunilor geometrice din sistemele de deflexie ale televizoarelor alb-negru și color.

Aparatul cuprinde: un generator-bază de timp cu frecvența de 1 MHz, un formator de sincroimpulsuri de cadre și de linii, formatorul de imagini de control, un modulator de IF și sursa de alimentare.

Principiul de funcționare este următorul: se pornește de la un generator-bază de timp stabilizat în frecvență cu un cuarț de 1 MHz format cu două porți conectate ca inversoare CI 7.1 și CI 7.2 din CI 7 de tip CDB400. Acest semnal se divide cu 4 cu ajutorul a două bistabile CI 8 și CI 9.2 de tip CDB 474, obținându-se sursa de semnal cu frecvența de 250 kHz, ca frecvență de bază pentru sincroimpulsuri.

Formatorul de impulsuri de cadre este compus din CI 4, CI 5 și CI 6, dintre care CI 4 și CI 5 formează un divizor de frecvență cu coeficient variabil de divizare, la care se aplică impulsurile cu frecvența de 250 kHz și perioada 4μs. Coeficientul de divizare este dictat de cele două bistabile de tip CDB 474 din CI 6. Inițial, după formarea impulsului de cadre, bistabilele CI 6.1. și CI 6.2 revin în starea zero (cu „0" logic pe terminalele 5 și 9 și „1" logic pe 6 și 8) iar CI 4 și CI 5 în starea „1" logic. Nivelul „0" pe toate intrările de comandă ale lui CI 4, mai puțin intrarea corespunzătoare terminalului 4, asigură apariția la terminalul 5 al celui de-al 32-lea impuls din fiecare 64, iar cum CI 4 era deja în starea „1" va trece mai departe al 31—lea, 95-lea și în continuare fiecare al 64-lea impuls.

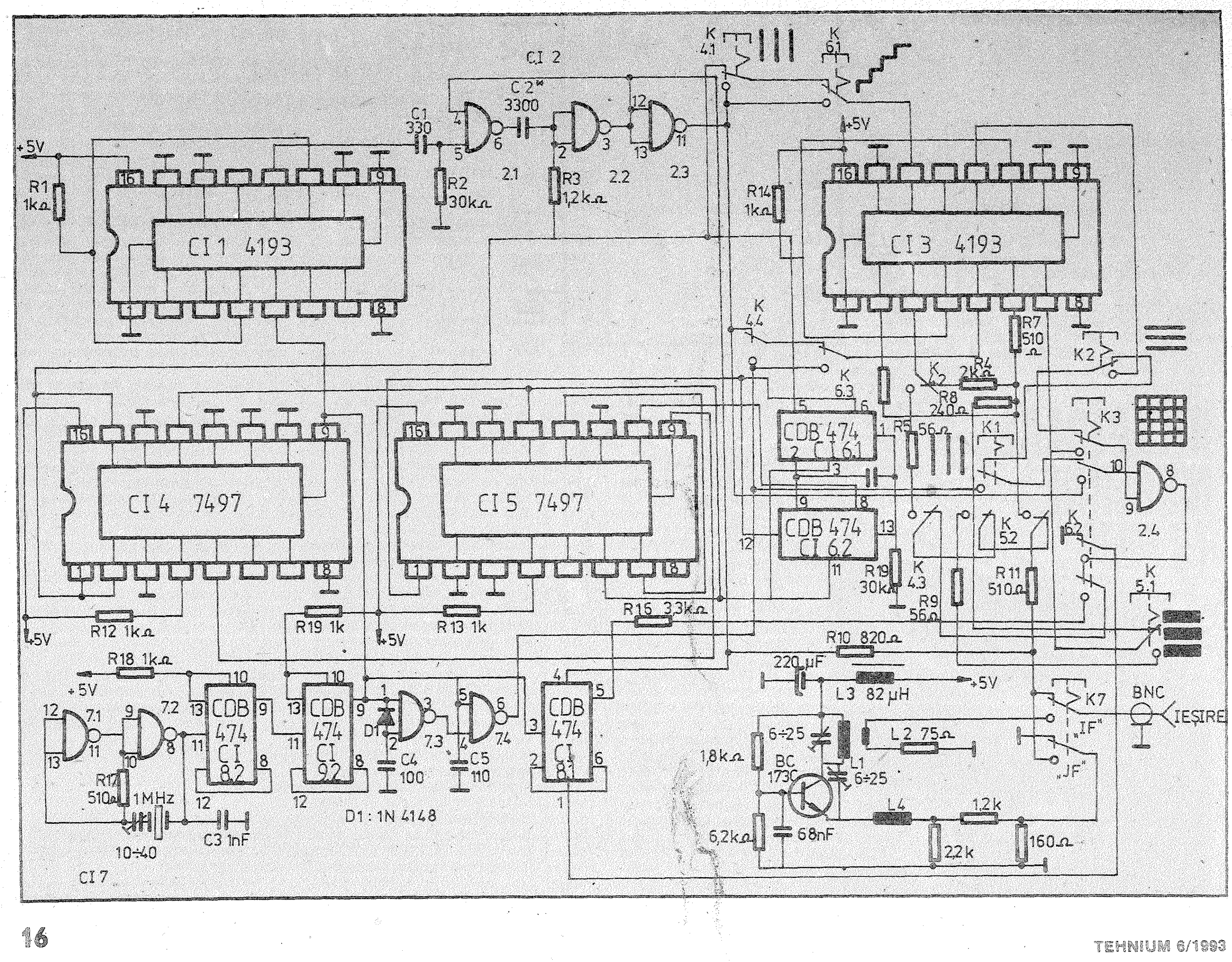
La intrarea corespunzătoare terminalului 10 de la CI 5 acționează „1" logic de la terminalul 8 al lui CI 6.2. Ca urmare la terminalul 6 poate apărea numai impulsul transmis prin terminalul 12 de la terminalul 7, a cărui durată este mai mare decât durata impulsurilor de la intrare.

CI 5 fiind deja în starea „1", la început la ieșirea corespunzătoare terminalului 6 se pune în evidență al 62-lea impuls de intrare. Ținând cont că primul impuls de intrare pentru CI 5 este format din cel de-al 31-lea impuls de intrare al divizorului, la ieșirea lui CI 5 se va pune în evidență cel de-al 3935-lea impuls din impulsurile aplicate la intrare, adică 31 + 64 x 61 = 3935.

Ca urmare a duratei mari a acestui impuls el aduce toate divizoarele în starea zero și totodată basculează și bistabilul CI 6.2. Starea bistabilului CI 6.1 nu se modifică, deoarece la intrarea lui D acționează un nivel logic „0". Tensiunea de nivel „0" de la ieșirea negată a bistabilului CI 6.2. fiind aplicată și pe terminalul 10 al lui CI 5 va deschide direct ieșirea 6 a acestuia. La intrarea corespunzătoare terminalului 1 al lui CI 5 se păstrează „1" logic de la terminalul 6 al lui CI 6.1, astfel că ieșirea lui se pune în evidență cel de-al 16-lea impuls transmis de la CI 4, adică, ținând cont și de starea „0", al 992-lea (32 + 64 x 15) dintre impulsurile de intrare, considerate după cel de-al 3935-lea.

Impulsul de ieșire, de astă dată, mult mai scurt decât cel de intrare va aduce din nou pe CI 4 și CI 5 în starea „0", iar apoi din nou în „1" ca urmare a acțiunii impulsurilor de intrare pe intrările T, corespunzătoare terminalelor 9 ale acestora. Același impuls basculează pe CI 6.1 și la ieșirea lui directă (terminalul 5) va începe formarea impulsului de cadre de polaritate pozitivă.

Bascularea lui CI 6.1 face ca pe intrarea corespunzătoare terminalului 1 al lui CI 5 să apară „0" logic și la ieșirea 6 a acestuia va fi pus în evidență cel de-al 32-lea impuls aplicat de la CI 4. În afară de aceasta, datorită faptului că la intrările corespunzătoare terminalelor 1, 2 și 15 ale lui CI 4 se aplică „1" logic de la ieșirea directă a lui CI 6.1, coeficientul de divizare al acestuia se va modifica, astfel încât al 32-lea impuls de la ieșirea sa (terminalul 5) își va face apariția în același timp cu cel de-al 73-lea impuls de intrare,



considerat după al 4927-lea (3935 + 992). Ca urmare la ieșirea lui CI 5 va apare un impuls scurt care va aduce ambele circuite CI 4 și CI 5 în starea „1" și va bascula bistabilul CI 6.2 în starea „0".

Căderea impulsului de la ieșirea directă a lui CI 6.2 face ca în urma diferențierii pe circuitul C6R19 să basculeze și bistabilul CI 6.1 în starea „0" și astfel ia sfârșit formarea impulsului de cadre.

În acest mod formatorul revine în starea inițială după cel de-al 5000-lea impuls adică (3935 + 992 + 73 = 5000) cifră care reprezintă chiar factorul global de divizare al formatorului. La ieșirea directă a bistabilului CI 6.1 se formează impulsuri pozitive de cadre cu frecvența de 50 Hz (250 kHz: 5000 = 50 Hz) și durata 292μs (4μs x 73 = 292 μs), durată ce se încadrează, ca valoare, în domeniul acceptat pentru sincro-impulsurile de cadre.

Cu sincroimpulsurile de linii treaba este mult mai simplă, aceste impulsuri provenite tot din frecvența de 250 kHz prin divizare cu 16, ceea ce se face cu CI 1 de tip CDB 4139, iar formarea cu ajutorul porților CI 2.1, CI 2.2 și CI 2.3 din CI 2 de tip CDB 400 (250 kHz:16 = 15625 Hz).

Durata și forma corectă a impulsurilor de linii se stabilesc din circuitul C_2 și R_3, pentru care valorile optime găsite, corespunzătoare unei durate a impulsului de 7 μs au fost 12 nF pentru C_2 și 510 Ω pentru R_3.

Prin R_3 se aplică sincroimpulsurile de cadre porții CI 2.2. care fiind legată ca inversor realizează mixarea sincroimpulsurilor de linii, ajunse în același punct prin C_2, cu cele de cadre iar la ieșirea 3 se obține sincrosemnalul video de polaritate negativă. Rolul porții CI 2.3, cu intrările legate împreună, este de a inversa acest semnal.

Formarea liniilor verticale se realizează cu ajutorul porților CI 7.3 și CI 7.4 din CI 7 de tip CDB 400, pe a căror intrări 1 și 5 acționează semnalul cu frecvența de 250 kHz. Lățimea impulsurilor de ieșire este determinată de valoarea capacitorului C_4, iar fronturile acestora de D_1.

Circuitul integrat CI 3 de tip CDB 4193 permite să se obțină imaginile sau combinațiile de imagini, care au fost deja arătate la început. Acest integrat are două regimuri de lucru în funcție de poziția comutatoarelor K_4 și K_6 și anume: când butoanele acestor comutatoare nu sunt apăsate (primul regim) pe intrarea R, corespunzătoare terminalului 14, se aplică sincroimpulsurile de cadre, iar pe intrarea corespunzătoare terminalului 5, semnalul sincro mixat. Dacă se apasă oricare din butoanele celor două comutatoare (al doilea regim) la intrarea R vor acționa sincroimpulsurile de linii iar pe intrarea corespunzătoare terminalului 5 impulsurile atribuite liniilor verticale. În acest regim, semnalul la ieșire se repetă linie cu linie.

Imaginea gen tablă de șah este formată de CI 8.1 și poarta CI 2.4. Comutatoarele K_1-K_6 comută în așa fel semnalele încât comutatorul cu numărul cel mai mare are prioritate în comparație cu celelalte.

Semnalul video complex se obține pe sumatorul R_{10}, R_{11} unde se combină semnalele de control cu sincroimpulsurile mixate. În starea cu nici unul din butoanele K_1-K_6 apăsate, semnalul la ieșire, pe fiecare linie reprezintă o tensiune continuă de nivel „0", care se obține la ieșirea porții CI 2.4 și corespunde unui câmp al imaginii cu ton de gri.

Prin apăsarea butonului K_1 (linii verticale) la ieșirea aparatului se obțin impulsurile corespunzătoare liniilor verticale inversate CI 2.4.

Dacă se acționează comutatorul K_2 (linii orizontale) CI 2.4 inversează impulsurile primite de la ieșirea lui CI 3 și cum acesta lucrează în primul regim, se vor obține impulsuri negative corespunzătoare fiecărei celei de-a 16-a linii. Dacă se apasă ambele butoane K_1 și K_2 pe ecran va apare o imagine în formă de grilă.

Când se acționează K_3 (dreptunghiuri gen tablă de șah) semnalul de ieșire se ia prin R_{16} de la ieșirea directă a bistabilului CI 8.1. Cum pe intrarea S, corespunzătoare terminalului 4, sosesc impulsurile de linii, pe C (terminal 3) impulsurile cu frecvența de 250 kHz iar pe R (terminal 1) impulsuri cu durata egală cu durata a 8 linii (64μs x 8 = 512μs) primite de la terminalul 7 a lui CI 3 prin intermediul porții CI 2.4. Ca rezultat la ieșirea directă a bistabilului CI 8.1 se obțin impulsuri cu frecvența de 125 kHz, a căror fază se schimbă după fiecare 8 linii.

Apăsând butonul K_4 (benzi verticale alb-negru) CI 3 trece în cel de-al doilea regim și la ieșirea aparatului, prin rezistorul R_5 se aplică impulsurile cu frecvența de 125 kHz. Prin apăsarea numai a butonului K_5 (benzi orizontale alb-negru) la ieșirea aparatului prin rezistorul R_9 se aplică de la ieșirea 8 (terminal 7) a lui CI 3, care lucrează în primul regim, impulsurile a căror durată este egală cu 512μs. Apăsând atât butonul K_4 cât și K_5, CI 3 trece în cel de-al doilea regim, iar la ieșirea generatorului impulsurile vor avea perioada egală cu durata liniilor și ecranul va apare în jumătatea stângă negru, iar în jumătatea dreaptă alb.

Dacă se apasă numai butonul K_6 (benzi verticale cu strălucire diferențiată) CI 3 lucrând în cel de-al doilea regim de pe ieșirile 1, 2, 4, 8 corespunzătoare respectiv terminalelor 3, 2, 6, 7, impulsurile se vor însuma ca amplitudine în raport 1:2:4:8 prin intermediul rezistoarelor R_6,R_7 și R_8 iar semnalul rezultat va avea forma de trepte, pe ecran apărând benzi verticale cu gradație diferențiată de strălucire, începând cu negru stânga și terminând cu alb dreapta.

Apăsând suplimentar și unul din butoanele K_4 sau K_5, sau ambele, se va schimba atât numărul benzilor cât și distribuția reciprocă a acestora.

Prin apăsarea butonului K_7 video semnalul se aplică oscilatorului de IF, care are rol de modulator, permițând ca aplicarea semnalului să se facă prin borna de antenă.

Înfășurările L_1 și L_2 se bobinează pe o carcasă din polistiren cu diametrul de 9 mm, cu sârmă CuEmØ 0,25 mm. Înfășurarea L_1 cuprinde 8 spire care vor ocupa 10 mm din lungimea carcasei, iar înfășurarea L_2 3 spire dispuse între spirele înfășurării L_1. Șocul L_4 se realizează pe corpul unui rezistor BC-0,25 având valoarea mai mare de 1 MΩ cu sârmă de 0,1 mm CuEm, bobinat spiră lângă spiră pe distanța dintre terminale. Șocul L_3 este de tipul celor care se folosesc la sistemele de deparazitare ale motorașelor cu perii.

Aparatul având o execuție îngrijită, nu necesită reglaje în afara potrivirii valorilor pentru C_2 și R_3 și a acordării modulatorului, din cele două capacitoare semireglabile pentru a se obține o imagine clară pe unul din canalele 1—5 ale televizorului.

Pentru fixarea pe valoare exactă a frecvenței oscilatorului-bază de timp a fost prevăzut un capacitor semireglabil în serie cu rezonatorul de cuarț.

BIBLIOGRAFIE:
Revista RADIO, nr. 5/1983.

PROTECȚIA ACUMULATOARELOR NiCd

Pentru a avea o exploatare de lungă durată și fără probleme a acumulatoarelor NiCd trebuie să le protejăm la descărcarea sub un anumit prag de tensiune. Un circuit de protecție ce deconectează bateriile de sarcină când tensiunea lor scade sub un prag este prezentat în figură.

Tranzistorul T1, o sursă flotantă MOFSET, acționează pe post de comutator. Întregul circuit consumă cam 500 μA când comutatorul este închis și cam 8 μA când comutatorul este deschis. Valorile rezistoarelor R1, R2, R3 fixează pragurile tensiunilor de sus și jos, V_U și V_L după relațiile:

$$R1 = R2 \left(\frac{V_L}{1,15} - 1\right)$$

$$R3 = 1,15 \left(\frac{R1}{V_U - V_L}\right)$$

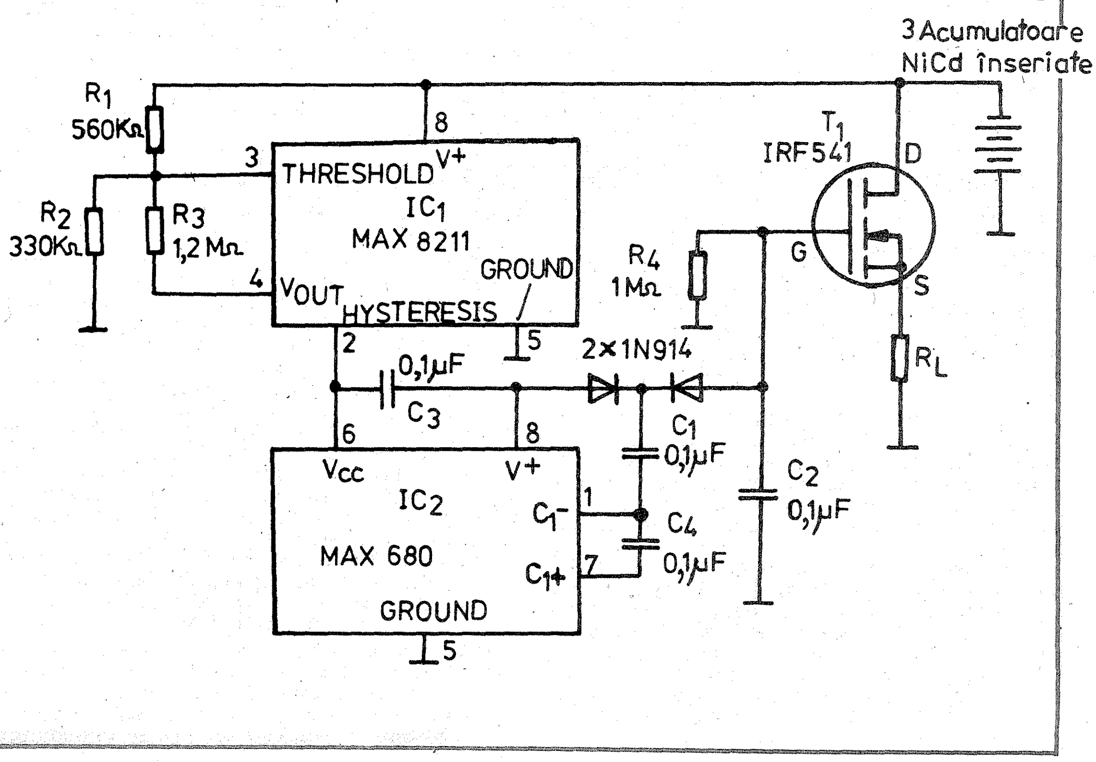
Ca circuitul să funcționeze trebuie ca V^+ să depășească V_U. Detectorul de tensiune IC1 alimentează circuitul IC2, dar numai atât timp cât V^+ rămâne deasupra pragului V_L. Cu alte cuvinte, circuitul IC2 nu mai este alimentat și dispare tensiunea de pe poarta tranzistorului T1, deconectându-l.

Circuitul IC2 este un invertor dual care în mod normal convertește +5V în ∓10V. Condensatoarele C1, C2 și cele două diode asociate formează un triplor de tensiune care generează tensiunea de pe poarta tranzistorului T1 la un nivel de aproximativ două ori tensiunea acumulatoarelor.

Cu valorile din figura 1, circuitul deconectează trei acumulatoare NiCd înseriate (de câte 1,2V fiecare) în momentul când tensiunea V^+ atinge valoarea V_L = 3,1V. Un histerezis de aproximativ 0,5V permite comutatorului să nu se închidă din nou după ce a fost deconectată sarcina; V^+ trebuie mai întâi să atingă valoarea V_U = 3,6V. Comanda pe poarta tranzistorului T1 scade o dată cu căderea tensiunii acumulatoarelor, făcând ca rezistența în starea „on" a tranzistorului T1 să atingă un maxim de aproximativ 0,1Ω, chiar înainte ca V^+ să atingă pragul de 3,1V. Un curent de sarcină de 300 mA în acel moment va produce o cădere de tensiune de 30 mV prin comutatorul deconectat. Căderea de tensiune va fi cu 2 sau 3 mV mai mică pentru tensiuni mai mari ale acumulatoarelor. Rezistorul R4 asigură deconectarea corespunzătoare a lui T1, fiind o cale de descărcare a lui C2.

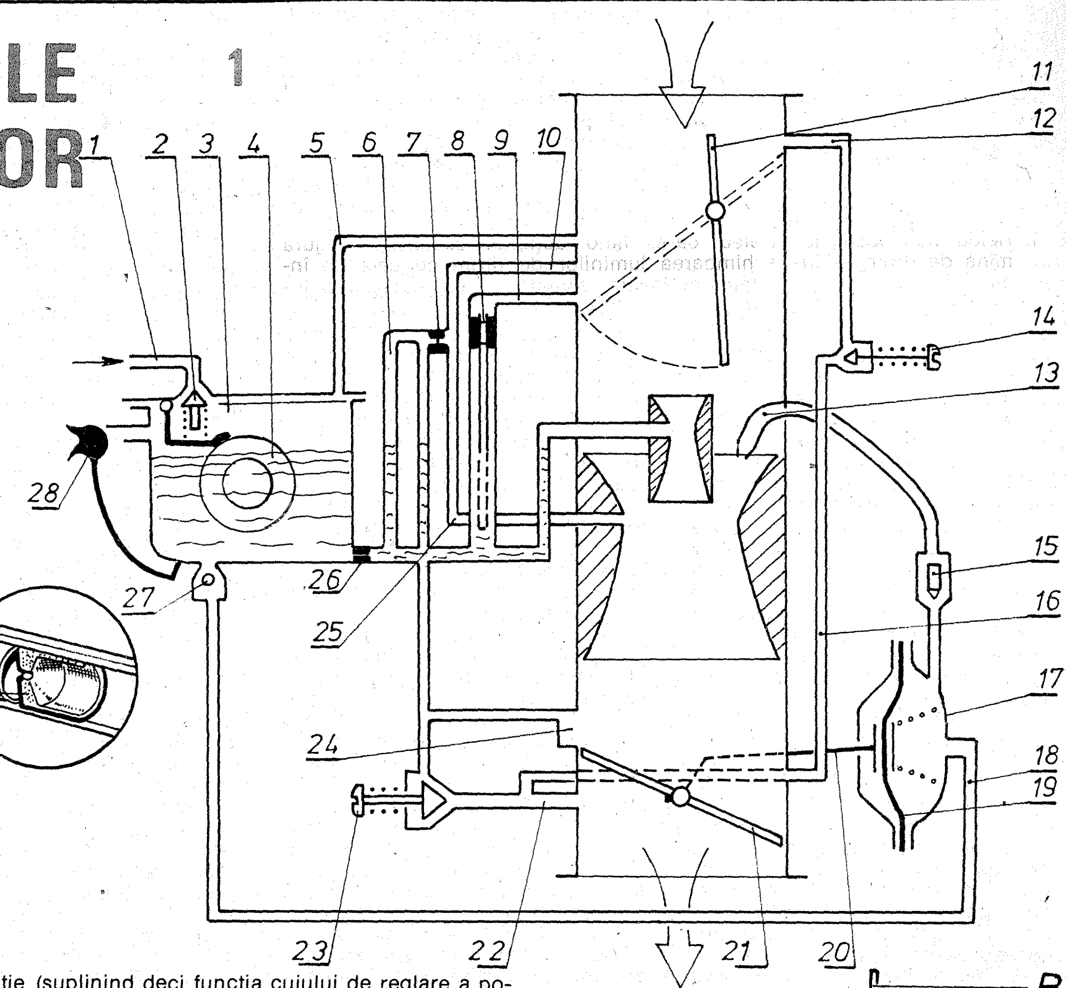
BIBLIOGRAFIE — Colecția EDN 1991.

Ing. DRAGOȘ MARINESCU



CARBURATOARELE AUTOTURISMELOR RENAULT 5

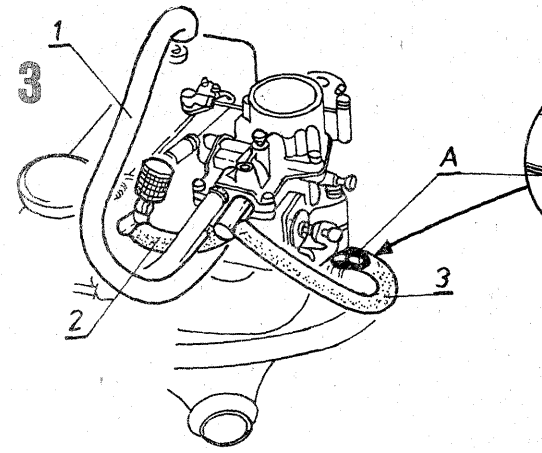
1



M. STRATULAT

Motoarele autoturismelor din seria R5 au fost echipate cu mai multe tipuri de carburatoare în evoluția acestei game de autovehicule. Astfel tipul R 1220 a fost echipat inițial cu carburatorul 508, în anul 1976 s-a montat tipul 602 iar după 1977 — carburatorul 687. Modelul R 1221 a fost echipat până în 1976 cu carburatorul 507—585, în anul 1977 cu tipul 603, iar după această dată s-a

3



început montarea cu carburatorul DIS 677 — care va fi descris într-un număr viitor. Motoarele cu raport de comprimare de 8,3 de pe autoturismul R 1222 au fost echipate cu carburatorul 543, iar cele cu raport de comprimare de 9,25 cu carburatorul 561—586 până în anul 1976; după această dată, pe ambele motoare s-a montat carburatorul tip 561/3 care, din 1977, a fost înlocuit cu 32DIS—678.

În tabel sunt prezentate principalele caracteristici tehnice ale carburatoarelor din seria 32 SEIA, urmând ca ulterior să fie prezentate și carburatoarele din gama 32 DIS.

În tabel dimensiunile nespecificate sunt măsurate în sutimi de milimetru.

ție (suplinind deci funcția cuiului de reglare a poziției clapetei de accelerare). Trebuie reținut că, neexistând un îmbogățitor propriu-zis, funcția acestuia este preluată de canalizația 10 care, la turații și sarcini maximale, îndeplinește și funcția de econostat (îmbogățitor fără supapă), prelevând benzină prin jicloarele 6 și 7 și propulsând emulsia prin canalizația 25.

Această ultimă canalizație mai are și menirea de a nu permite golirea circuitului de mers în gol când motorul funcționează la sarcini parțiale; în caz contrar, revenirea la regimul de ralanti s-ar face cu dificultate.

Regimul tranzitoriu de repriză (trecerea de la ralanti la mersul în sarcini mijlocii) este realizat

Tip carburator	508	602	687	507—585	603	543	561—586	561/3
Tip mașină	1220	1220	1220	1221	1221	1222	1222	1222 2382
Diam. difuzor (mm)	23	23	23	23	23	23	23	23
Jiclor princ.	120	122,5	122,5	125	127,5	122,5	125	122,5
Jiclor aer	135N4	135NS	135NS	150N5	160N5	150N3	170NM	170NM
Jiclor ralanti	40	43	43	40	43	40	40	44
Pulverizator pompă	40	40	40	40	40	45	40	40
Supape-ac (mm)	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
Plutitor (g)	5,7	—	—	5,7	—	—	—	—
Deschidere accel (mm)	0,6—0,7	0,65	0,65	0,6—0,7	0,65	0,6—0,7	0,7	0,7
Deschidere clapetă aer (mm)	3,48	3,48	3,84	3,59	3,48	3,48	3,48	3,48
Deschidere fantă aerisire (mm)	3—4	—	—	3—4	—	2—3	2—3	—

La toate motoarele și carburatoarele turația nominală de ralanti este 700±25 rot/min.

Precum se știe, carburatorul trebuie să alimenteze corect cilindrii în regimurile continue de sarcini potențiale, la mersul în gol (ralanti) și sarcini maxime.

Alimentarea la sarcini parțiale este susținută de circuitul principal; benzina este dozată de jiclorul principal 26 (fig. 1); aerul de corectare a amestecului este livrat de jiclorul compensator 8 și canalizația 9 iar emulsia de aer-benzină pătrunde în camera de carburație în secțiunea minimă a difuzorului mic.

Alimentarea la ralanti (mersul în gol) se asigură prin jiclorul de benzină de mers în gol 6, aerul sosind prin canalizația 10, fiind dozat de jiclorul de aer 7. Emulsia preparată de acest circuit, trece pe lângă cuiul de reglaj 23 și debușează în camera de carburație prin canalizația 22, plasată în avalul clapetei de accelerare 21. Un curent adițional de aer este prelevat prin canalizațiile 12 și 16, cuiul 14 servind pentru reglajul nivelului de tura-

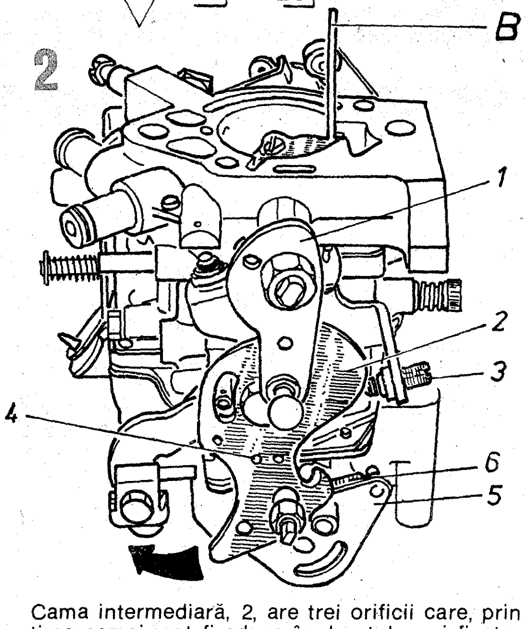
de fanta longitudinală 24, iar accelerarea de pompa 17, cu membrana 19; pompa este legată cu camera de nivel constant 3 prin supapa de aspirație 27 și conducta 18, iar cu pulverizatorul 13 prin supapa de refulare 15.

Membrana pompei este acționată de o camă plasată pe axul clapetei de accelerație și timoneria 20, iar cursa sa se reglează cu ajutorul unui șurub existent pe tija de împingere.

Pentru pornire se folosește clasica clapetă de aer, 11, (șocul), care asigură pornirea la rece, încălzirea motorului rece după pornire și demarajul. Aceste comenzi sunt mijlocite de pârghia 1 (fig. 2) montată pe axul clapetei de accelerație, cama 2 și levierul 5. Ultima din aceste piese este montată pe axul clapetei de aer și este încărcată cu un arc 6 care tinde să țină închisă clapeta.

Datorită acestor trei piese, 1, 2 și 5, acționările clapetei de aer și a celei de accelerație sunt corelate atunci când este acționat butonul de comandă al șocului sau pe timpul încălzirii motorului și a demarajului.

2



Cama intermediară, 2, are trei orificii care, prin rotirea camei, pot fi aduse în dreptul unui fixator cu bilă, determinându-se astfel trei poziții: în prima poziție clapeta de aer este închisă complet iar arcul ei este puternic tensionat menținând-o închisă; în a doua poziție (situația de pe figură) clapeta de aer rămâne închisă în continuare, dar arcul este mai puțin tensionat, permițând deschiderea ei parțială în cazul creșterii turației; în sfârșit, în ultima poziție clapeta este deschisă complet iar acționarea în continuare a butonului acesteia determină deschideri corespunzătoare ale clapetei de accelerație.

Așadar, pentru a porni motorul rece la temperaturi scăzute, se trage complet butonul de comandă a clapetei de aer, aducând cama 2 în prima poziție; acum clapeta de aer este complet închisă, iar cea de accelerație se află parțial deschisă.

După un timp de funcționare a motorului, care depinde de temperatura ambiantă, butonul de comandă se împinge aducând cama 2 în poziție intermediară. În această situație, tensiunea arcului care menține clapeta închisă se reduce, așa încât, când depresiunea crește, ea se poate deschide parțial.

Clapeta de accelerație rămâne în continuare parțial deschisă pentru a asigura încălzirea motorului la un regim suficient de economic de ralanti accelerat. Când se dorește ca mașina să plece de

ECHIPAMENTUL ELECTRIC al autovehiculelor TERMINOLOGIE

ing. ŞERBAN NAICU

(URMARE DIN NR. 4)

4. SISTEMUL DE ILUMINARE

Pct.	Termen	Definiţie
1.	Releu schimbare lumină de drum — lumină de întâlnire	Releu care, fiind acţionat succesiv, asigură schimbarea luminilor de drum cu cele de întâlnire şi invers, simultan cu semnalizarea luminoasă de control al acestei schimbări.
2.	Comutator lumină de drum — lumină de întâlnire	Comutator care asigură alimentarea succesivă a luminilor de drum şi a celor de întâlnire.

5. SISTEMUL DE SEMNALIZARE

Pct.	Termen	Definiţie
1.	Contactor stop	Contactor care, în timpul frânării, realizează închiderea circuitelor lămpilor de semnalizare stop (exemple: întreruptor stop hidraulic, întreruptor pneumatic, întreruptor mecanic).
2.	Releu de semnalizare a direcţiei	Releu cu acţionare exterioară, care comandă în mod automat alimentarea intermitentă a luminilor ce semnalizează intenţia de schimbare a direcţiei de mers a autovehiculelor.
3.	Comutator semnalizare direcţie şi avarie	Comutator prin acţionarea căruia se asigură funcţionarea lămpilor de semnalizare direcţie, prin intermediul releului de semnalizare a direcţiei şi, printr-o acţionare suplimentară, comodă şi semnalizarea stării de avarie cu toate luminile de semnalizare a direcţiei.
4.	Semnalizator acustic. Sinonim: Semnalizator sonor	Dispozitiv de semnalizare care la o comandă externă produce un sunet complex de o anumită intensitate sonoră.
5.	Avertizor acustic. Sinonim: Avertizor sonor. Claxon	Semnalizator acustic care serveşte pentru semnalizarea participanţilor la circulaţia rutieră asupra prezenţei autovehiculului în mers şi a intenţiilor de efectuare a manevrelor de circulaţie.
6.	Vibrator acustic. Sinonime: Vibrator sonor. Buzer	Semnalizator acustic cu intensitate sonoră mai mică decât aceea a avertizorului, care serveşte pentru semnalizări interioare autovehiculelor.
7.	Instalaţie acustică de avertizare	Ansamblu de avertizoare acustice cu tonuri diferite, comandate succesiv de un releu de succesiune şi lumini rotitoare montate pe autovehicule speciale, având drept scop avertizarea celorlalţi participanţi la circulaţia rutieră asupra prezenţei acestor autovehicule, în scopul asigurării priorităţii de circulaţie.
8.	Releu de succesiune a tonurilor	Releu făcând parte din instalaţia acustică de avertizare, care comandă o anumită ordine şi durată a succesiunii funcţionării avertizoarelor acustice cu tonuri diferite.

6. SISTEMUL DE MĂSURĂ ŞI CONTROL

Pct.	Termen	Definiţie
1.	Semnalizator optic	Sursă de lumină de o anumită culoare, care serveşte la avertizarea conducătorului auto asupra anumitor situaţii de funcţionare a autovehiculului.
2.	Indicator. Sinonim: Aparat indicator	Aparat electric de măsurat care, primind la intrare o mărime de o anumită natură, afişează o indicaţie dependentă de mărimea de intrare, ce poate fi citită de conducătorul auto.
3.	Indicator de curent	Indicator ale cărui indicaţii sunt proporţionale cu curentul debitat de alternator.
4.	Indicator de tensiune	Indicator ale cărui indicaţii sunt proporţionale cu tensiunea reglată de regulatorul de tensiune.
5.	Indicator de temperatură apă	Indicator a cărui indicaţie este proporţională cu temperatura apei de răcire a motorului termic (sau a altor medii fluide).
6.	Indicator de presiune ulei	Indicator a cărui indicaţie este proporţională cu presiunea uleiului din sistemul de ungere al motoarelor cu ardere internă.
7.	Indicator de nivel combustibil	Indicator a cărui indicaţie este proporţională cu nivelul mediu al suprafeţei libere a combustibilului din rezervor.
8.	Indicator combinat	Indicator care încorporează în aceeaşi carcasă mai multe indicatoare singulare adaptate şi semnalizatoare optice, indicaţiile fiecăruia dintre ele fiind observate în zone diferite ale aceluiaşi cadran al indicatorului combinat.
9.	Vitezometru	Aparat indicator, care indică viteza instantanee de deplasare a autovehiculului.
10.	Vitezograf	Aparat de măsurare şi de înregistrare a vitezei şi distanţei parcurse de autovehicule.
11.	Traductor	Dispozitiv care, supus acţiunii unei mărimi de o anumită natură, numită mărime de intrare, o traduce într-o mărime de natură electrică, numită mărime de ieşire, care depinde în mod biunivoc de prima.
12.	Traductor de presiune. Sinonim: traductor manometric	Traductor care transmite indicatorului de presiune ulei un semnal electric proporţional cu presiunea uleiului în sistemul de ungere al motoarelor.
13.	Traductor de temperatură. Sinonim: traductor termometric	Traductor care transmite indicatorului de temperatură un semnal electric proporţional cu temperatura fluidului de răcire a motorului.
14.	Traductor de nivel combustibil	Traductor care transmite indicatorului de nivel combustibil un semnal electric proporţional cu nivelul combustibilului din rezervorul autovehiculului.
15.	Contactor	Aparat care, sub acţiunea unei mărimi de stare a mediului cu care este adus în contact şi la o anumită valoare a acesteia, realizează închiderea circuitului electric al unui semnalizator optic.
16.	Contactor termometric	Contactor care, montat în sistemul de răcire al motoarelor cu aprindere prin scântei sau în alte sisteme cu medii fluide, serveşte la semnalizarea creşterii temperaturii mediului respectiv peste o anumită limită.
17.	Contactor manometric	Contactor care, racordat în sistemul de ungere al motoarelor cu aprindere prin scântei sau la alte sisteme cu medii fluide sub presiune, serveşte la semnalizarea scăderii presiunii mediului respectiv sub o anumită limită.
18.	Tablou de bord	Ansamblul indicatoarelor şi semnalizatoarelor optice situate la bordul autovehiculelor împreună cu suportul.

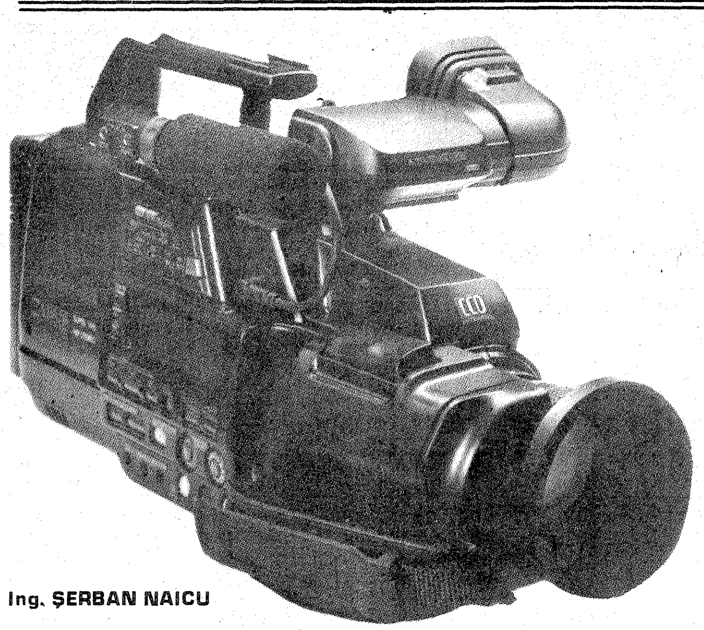
pe loc fără ca motorul să fie complet încălzit (pentru a micşora timpul de încălzire şi a reduce astfel consumul), butonul pentru comanda clapetei de aer se împinge treptat până când cama ajunge în ultima poziţie; deplasarea butonului spre această poziţie trebuie corelată cu gradul de încălzire a motorului pe parcurs.

O ultimă observaţie privind construcţia şi funcţionarea acestui carburator se referă la camera de nivel constant; aceasta este prevăzută cu o supapă de ieşire 28 care se deschide când motorul funcţionează la ralanti.

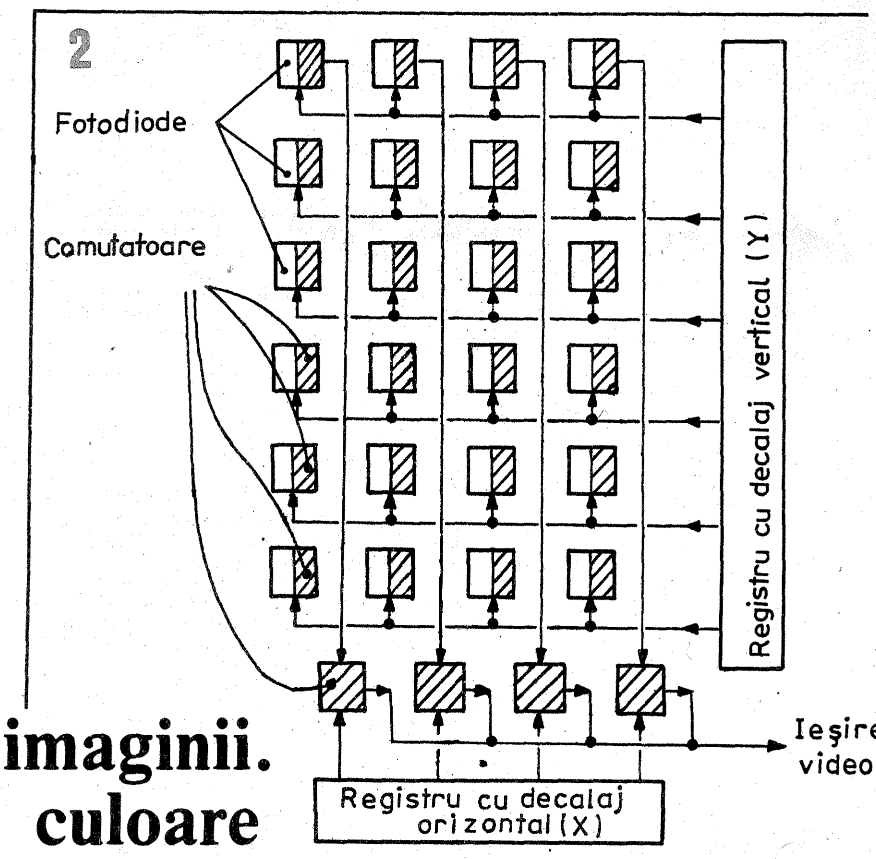
Deşi nu face parte integrantă din carburator, circuitul de ventilaţie a carterului motorului este conectat la acesta, aşa cum rezultă din figura 3. Aspirarea gazelor şi vaporilor din carter se face direct în carburator prin furtunul 1 conectat la capacul culbutorilor. Pe de altă parte, aceşti produşi poluanţi sunt conduşi în galeria de admisie prin canalizaţiile 2 şi 3 legate la colector printr-un racord în formă de T. De notat că în capătul racordului 3, cu care se face legătura cu galeria, se află un ajutaj A cu diametrul de 1,3 mm. Lipsa sau colmatarea acestuia duc la imposibilitatea reglării corecte a ralantiului.

Figura 1. Legenda

1 — accesul benzinei în camera de nivel constant; 2 — supapa-ac; 3 — camera de nivel constant; 4 — plutitor; 5 — canal de echilibrare a camerei de nivel constant; 6 — jiclorul de benzină al mersului în gol; 7 — jiclorul de aer al mersului în gol; 8 — jiclor de aer compensator; 9 — canal de aer; 10, 12, 16, 25 — canalele de aer ale mersului în gol; 11 — clapeta de aer (şocul); 14 — şurubul pentru reglajul turaţiei la ralanti; 15 — supapa de refulare a pompei de acceleraţie; 17 — pompa de acceleraţie; 18 — canal de benzină; 19 — membrana pompei de acceleraţie; 20 — dispozitivul de acţionare al pompei de acceleraţie; 21 — clapetă de acceleraţie; 22 — canal de amestec al mersului în gol; 23 — şurubul pentru reglajul CO; 24 — fanta de transfer (repriză); 26 — jiclorul principal; 27 — supapa de admisie a pompei de accelerare; 28 — clapeta orificiului de ventilare a camerei de nivel constant.



Ing. ŞERBAN NAICU



VIDEOCAMERA (I)

Formarea şi analiza imaginii. Captoare şi filtre de culoare

O cameră video, folosită pentru înregistrarea imaginii şi a sunetului pe bandă magnetică, cuprinde:

— secţiunea propriu-zisă de cameră, care transformă în semnale electrice imaginile culese cu ajutorul unui ansamblu conţinând o parte optică şi un captor fotosensibil;

— secţiunea de videocasetofon, cu rolul de a înregistra pe bandă magnetică semnale corespunzătoare, pentru a putea să le recitim ulterior.

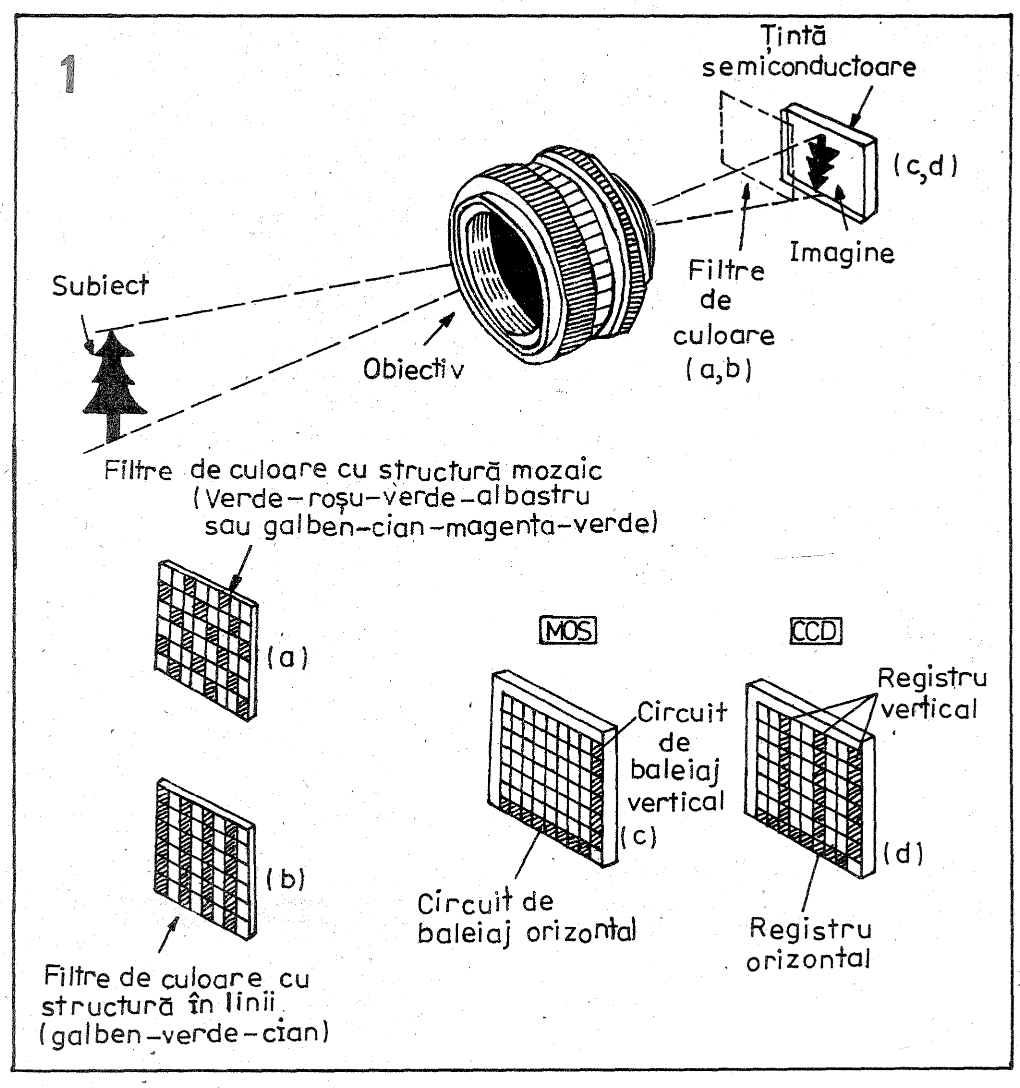
În cadrul materialului de faţă ne vom referi doar la prima secţiune.

Ca şi în cazul camerelor clasice de cinema, obţinerea imaginilor la o videocameră se face cu ajutorul unui sistem optic, care constă dintr-un obiectiv cu focala variabilă (zoom). Din punct de vedere practic, focala este cea care determină caracteristicile fizice ale obiectivelor. Ea este funcţie de dimensiunile imaginii care se urmăreşte să se formeze. Aceste dimensiuni ale imaginii sunt determinate de dimensiunile ţintei de analiză, care în mod curent, are diagonala de 2/3 inch şi 1/2 inch (1 inch = 25,4 mm).

Dimensiunile „utile" ale ţintei sunt puţin inferioare celor de mai sus. Astfel, ţintele de 2/3 inch sunt formate dintr-un mozaic fotosensibil dreptunghiular cu dimensiunile de 6,5 x 8,8 mm, iar ţintele 1/2 inch au dimensiunile de 5 x 6,6 mm.

Ţintele de analiză, denumite generic captoare, sunt formate dintr-o multitudine de celule fotosensibile foarte mici (sau fotodiode) aliniate pe verticală şi orizontală, formând un mozaic. Ele au înlocuit vechile tuburi de luat vederi (de tip vidicon, saticon, newvicon). Aceste mici celule (8÷12 microni) corespunzând de fapt elementelor de imagine, dezvoltă sub influenţa luminii sarcini electrice proporţionale cu iluminatul recepţionat de fiecare dintre ele. Aceste sarcini electrice sunt ulterior prelucrate de circuitele electronice cu care aceşti captori sunt asociaţi.

La videocamerele obişnuite, aceşti captori sunt constituiţi din două elemente. Pe de o parte ţinta propriu-zisă formată din sute de mii de celule fotosensibile, pe de altă parte, filtrele de culoare asociate, de tip cu structură în linie sau cu structură mozaic. Aceste două tehnici sunt astăzi utilizate pentru realizarea ţintelor semiconductoare ale videocamerelor. Ele sunt realizate prin tehnologie MOS (Metal Oxid Semiconductor) sau tehnologie CCD (Charge Coupled Devices). Diferenţele între cele două tehnologii constau în modul de recuperare a sarcinilor electrice formate la nivelul celulelor fotoelectrice care le alcătuiesc.

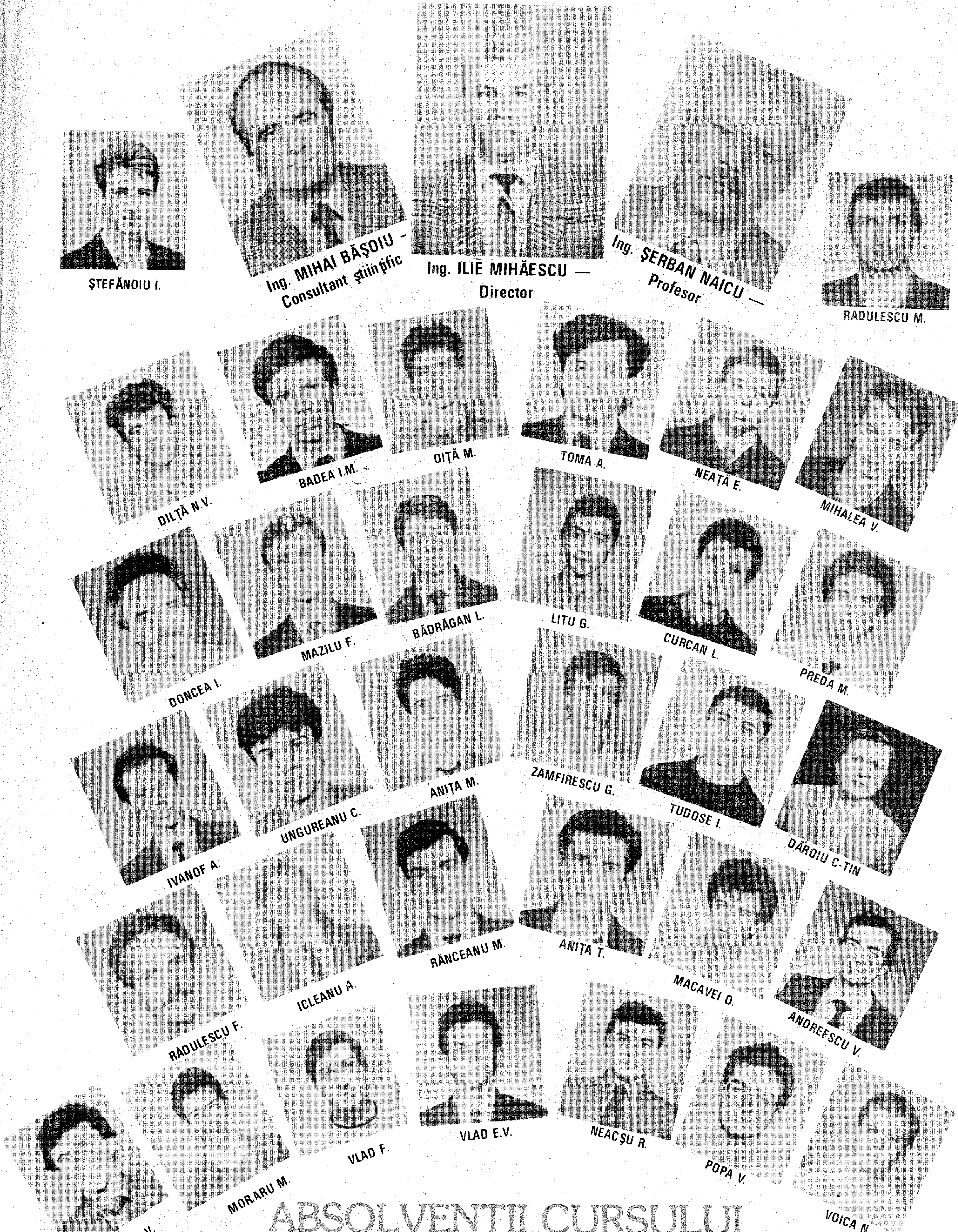


În figura 1 se prezintă principiile de realizare a captorilor de imagine utilizaţi la videocamere. Ţintele de analiză sunt de tip MOS (c) sau CCD (d) şi au asociate filtre de culoare cu structură în linie (b) sau mozaic (a).

Se pot menţiona şi captoarele cu structură matricială de tip x — y şi captoarele cu transfer de sarcină. Acestea din urmă sunt de două tipuri: cu transfer de cadru şi cu transfer interlinie.

Fiecare dintre elementele de imagine, reprezentat de o fotodiodă, este adaptat la captoarele cu structură matricială cu un comutator MOS, cu efect de câmp, comandat de un registru vertical sau orizontal.

(CONTINUARE ÎN Nr. VIITOR)



ȘTEFĂNOIU I.

Ing. MIHAI BĂȘOIU - Consultant științific

Ing. ILIE MIHĂESCU — Director

Ing. ȘERBAN NAICU — Profesor

RADULESCU M.

DILȚĂ N.V.

BADEA I.M.

OIȚĂ M.

TOMA A.

NEAȚĂ E.

MIHALEA V.

DONCEA I.

MAZILU F.

BĂDRĂGAN L.

LITU G.

CURCAN L.

PREDA M.

IVANOF A.

UNGUREANU C.

ANIȚA M.

ZAMFIRESCU G.

TUDOSE I.

DĂROIU C-TIN

RĂDULESCU F.

ICLEANU A.

RĂNCEANU M.

ANIȚA T.

MACAVEI O.

ANDREESCU V.

BACIU V.

MORARU M.

VLAD F.

VLAD E.V.

NEACȘU R.

POPA V.

VOICA N.

ABSOLVENȚII CURSULUI DE RECEPTOARE T.V. ALB-NEGRU, PROMOȚIA Iunie 1993

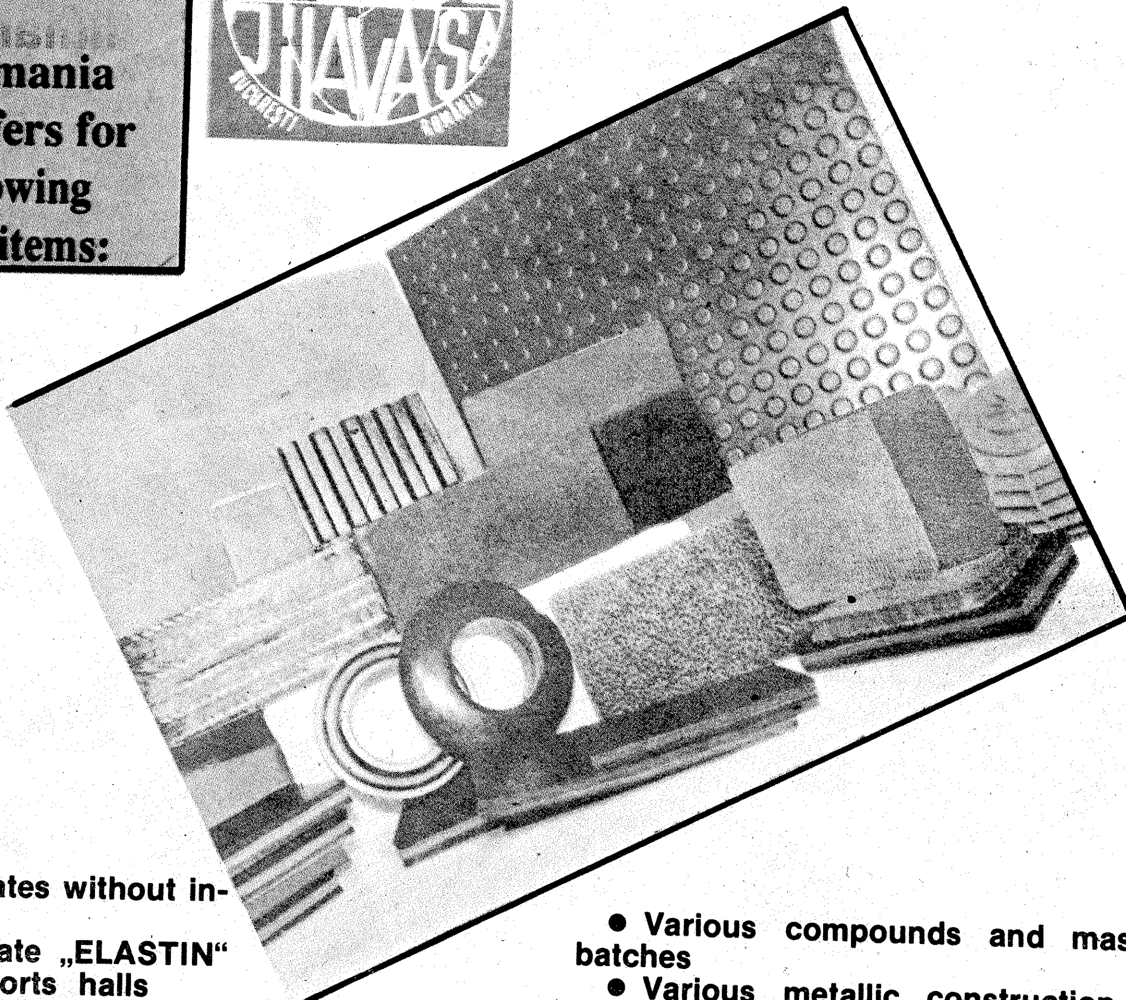
The trading company

ARTECA-JILAVA

S.A.

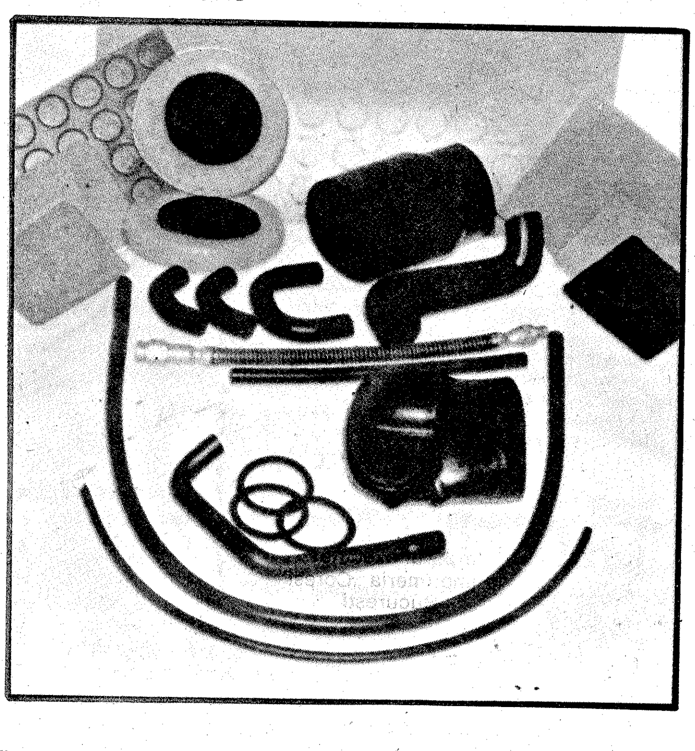
Bucharest - Romania
produces and offers for export the following technical rubber items:

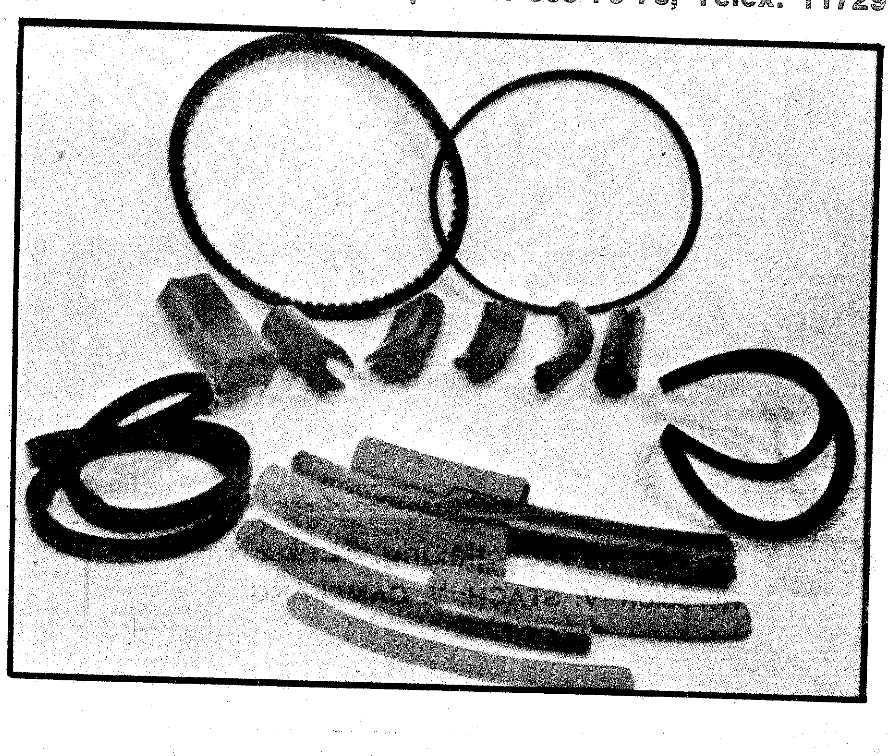
- V — belts for industrial purposes
- V — belts for speed variators
- Rubber gaskets for general purpose for compact and foaming rubber
- Ebonite waren
- Reclaimed rubber RA, RC
- Technical rubber items for equipping of autovehicles



- Technical rubber plates without insertion
- Technical rubber plate „ELASTIN“ for tenis courts and sports halls
- Conveyor and transmission rubber belts
- Low pressure rubber hoses for water, air, gases, oil products acids and bases
- High pressure rubber hoses with one and two metal insertion for hydraulic installations
- Various compounds and master-batches
- Various metallic construction for conveyer beltings.

Tel. 685 70 70
Fax. 686 70 30
Telex. 11729
33, Prelungirea Şos. Giurgiului Road IV
Zip code 75632 Bucharest — Romania, Telephone: 685 70 70, Telex: 11729





Amplificator liniar 144 MHz

Montajul este un amplificator liniar cu bandă de trecere mai mare de 2 MHz care poate livra o putere de 10 W pe o sarcină de 50 Ω.

Acest amplificator este util în transmisiuni SSB, FM și CW.

Tranzistoarele sunt de următoarele tipuri: VT1 = KT920A, VT2 = KT920B, VT3 = KT920B sau KT925B, VT4 = 2T9136, VD1 = VD2 = 2T9135, VD3 = 2D5606.

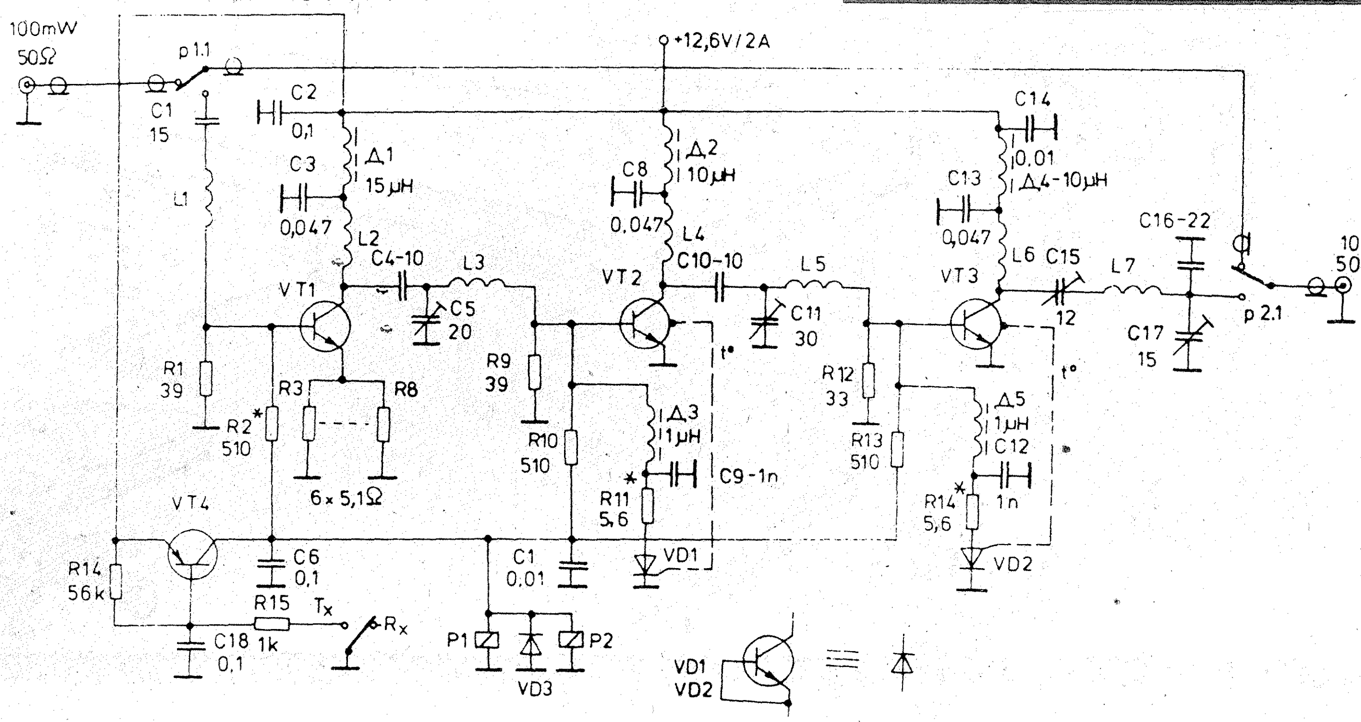
După cum se observă în schemă VD1 și VD2 sunt tranzistoare montate pe VT2 și VT3 pentru protecția termică a acestora.

Bobinele au următoarea configurație:

	Diametru	Lungime	Nr. spire	Diametru sârmă
L1	5	15	3	07
L2	5	10	5	07
L3	8	15	2	07
L4	5	20	10	07
L5	6	15	2	07
L6	6	10	5	1,1
L7	8	10	4	1,5

Bobinele se construiesc fără carcasă, din sârmă de cupru emailată.

RADIO TELEVIZIA ELEKTRONIKA 9/1992



INDUSTRIA IUTEI S.A.

S.C. INDUSTRIA IUTEI S.A.
Jute industry S.A. - Trading Company
Fax: 780 24 10; Telefon: 780 75 20

PRODUCE:
- *fire;*
- *țesături hesan din iută, in și cânepă;*
- *saci textili din iută pentru ambalarea și transportul produselor alimentare, agricole, chimice, nemetalifere;*
- *covoare, carpete, preșuri pentru decorațiuni interioare;*
- *seturi de baie și auto cu suport PVC;*
- *pâslă (auto, izolații, tapițerie, confecții, geotextile).*

SOLICITĂ:
- *materii prime (fuior și fire din iută, fire poliamidă pentru covor)*

Așteptăm partener străin pentru societate mixtă.

PRODUCES:
- *yams;*
- *hessian fabrics of iute, linen and hemp;*
- *textile bags for the packing and transport of the food, agricultural, chemical and non-metallic products;*
- *carpets, rugs, door-mats for interior decorations;*
- *bath and car sets on PVC basis;*
- *felds (for cars, insulations, upholstery, ready-mades, geo-textiles)*

REQUIRES:
- *raw materials (jute bundle and jute yams, polyamidic yams for carpest)*

We are waiting for the foreing partner interested in a joint venture company.

Redactor șef: ing. ILIE MIHĂESCU
Secretar general de redacție: ing. ȘERBAN NAICU
Redactori: V. STACH; V. CÂMPEANU
Grafică: I. IVAȘCU
Corectură: GEORGE IVAȘCU
Secretariat: M. MARINESCU

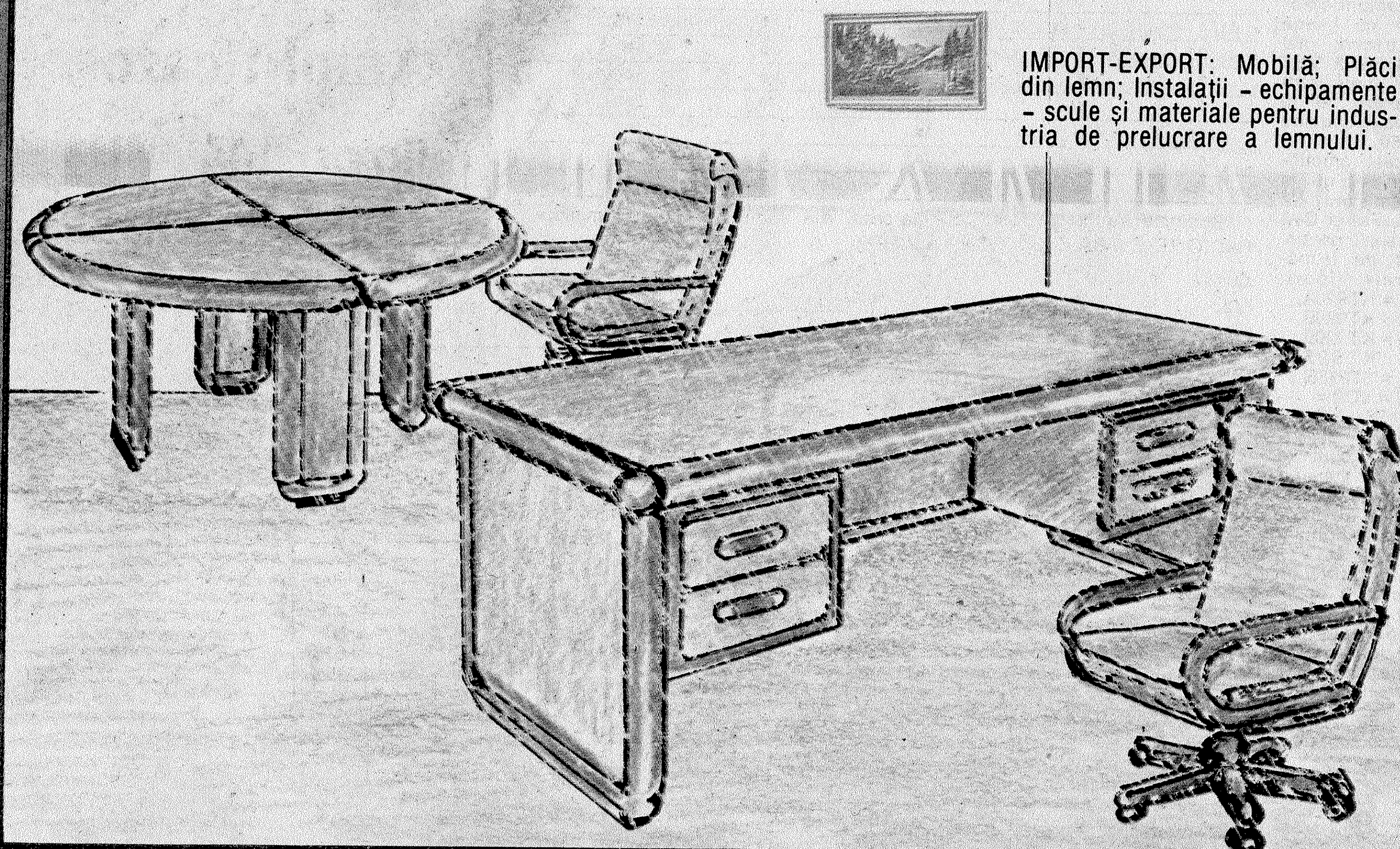
Administrația: Editura „Presa Națională" S.A.

Tiparul executat la Imprimeria „Coresi" București

INDEX 44212

SERICO S.A.

Sos. Pipera ... 331 — Bucureşti II — Telefon: 01/633.55.40, 312.99.55; 679...59; Telex: 11.380; Fax: 01/312.99.57
Servicii consulting — Import — Export — Informatică — Comerţ



IPA ® SA

SOCIETATEA COMERCIALA PENTRU CERCETARE, PROIECTARE SI PRODUCTIE DE ECHIPAMENTE SI INSTALATII DE AUTOMATIZARE

ROMANIA Bucuresti, cod 71295 Bd. Mircea Eliade 18; tel: 679 45 12; 633 00 90; fax: 312 98 62
Telex: 11649 ipatc r cod 72321 Calea Floreasca 167; tel: 312 76 16; 633 00 69; fax: 312 53 92

Un partener de neînlocuit, dacă nu azi, mâine cu siguranţă.
I.P.A.-S.A. vă oferă:

CERCETARE-DEZVOLTARE

- traductoare
- acţionări electrice şi electronice de putere
- telematică
- aparatură de automatizare
- echipamente şi instalaţii de automatizare
- sisteme informatice
- standardizare
- tehnică medicală
- bunuri de consum electrotehnice şi electronice

SERVICII

- consultanţă
- livrări la cheie
- asistenţă tehnică
- montaj, PIF şi service pentru produsele proprii
- instruire şi formare personal
- analize şi încercări pentru certificarea calităţii
- încercări de fiabilitate
- editare, multiplicare, legătorie publicaţii
- reprezentare

PROIECTARE-ENGINEERING

- echipamente şi instalaţii de automatizare pentru toate ramurile economiei, învăţământ, ocrotire sănătate, administraţie, sistem bancar
- integrator de sistem pentru produsele firmelor:
  - Allen Bradley — SUA
  - Omron — Japonia
  - Klockner Moeller — Germania

PRODUCŢIE INDUSTRIALĂ

- unicate şi serii mici
- bunuri de consum